

FIR-Filter basierte Steuerung von ultrabreitbandigen Gruppenantennen

**Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der
Universität Duisburg-Essen
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs
genehmigte Dissertation**

von
Markus Neinhüs
aus Kleve

Referent: Prof. Dr.-Ing. Klaus Solbach

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

Tag der mündlichen Prüfung: 3. April 2008

Vorwort

Die Dissertation basiert auf den Forschungsergebnissen, die ich während der Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Hochfrequenztechnik an der Universität Duisburg-Essen erarbeitet habe.

Dem Referenten Herrn Prof. Dr.-Ing. Klaus Solbach danke ich für die intensive Betreuung, für die vielen wertvollen Ideen und dafür, dass er diese Arbeit ermöglicht hat. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck der Universität Karlsruhe (TH) für die Übernahme des Korreferats und für das Interesse, das er dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Das gute Arbeitsklima im Fachgebiet und die gute Zusammenarbeit haben wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Ich bedanke mich bei meinen Kollegen Sebastian Held, Rolf Küppers und Paul Lehmann für die vielen anregenden Diskussionen und für die freundliche Hilfe bei Fragen und Problemen. Weiter danke ich Herrn Paul Lehmann für das Korrekturlesen der Dissertation. Darüber hinaus möchte ich mich bei allen Studierenden bedanken, die durch ihre Diplom- und Studienarbeiten sowie Master- und Bachelorarbeiten oder als studentische Hilfskräfte zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Diese Arbeit ist zum Teil im Rahmen des DFG-Verbundprojekts „Infrastructure-Aided Localisation with UWB Antenna Arrays“ entstanden. Ich danke allen Beteiligten für die gute Zusammenarbeit und die hilfreichen Diskussionen.

Mein herzlicher Dank geht an meine Freundin Anne für ihre liebevolle Unterstützung und an meine Familie, die mir den nötigen Rückhalt gegeben hat.

Duisburg, im April 2008

Markus Neinhüs

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Abbildungsverzeichnis	ix
Tabellenverzeichnis	xiii
Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole	xv
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Forschung	2
1.2 Aspekte und Ziele dieser Arbeit	3
1.3 Gliederung der Arbeit	4
2 Grundlagen der UWB-Technologie	7
2.1 Definition und regulatorische Rahmenbedingungen	7
2.2 Typische UWB-Anwendungen	8
2.3 Multiband-OFDM UWB	11
2.4 Impuls-UWB	12
2.5 Ultrabreitbandiger Kanal	14
2.6 Ultrabreitbandige Antennen	16
2.6.1 Anforderungen und Parameter	17
2.7 Zusammenfassung	17
3 Schmalbandige Gruppenantennen	19
3.1 Strahlformung und Diversität	19
3.1.1 Typische Anwendungen	21
3.2 Analoge und digitale Strahlformung	22
3.3 Strahlungsdiagrammsynthese	24
3.3.1 Lineare Gruppenantennen	24
3.3.2 Phasengewichtung	25
3.3.3 Phasengewichtung mittels Verzögerungsleitungen	26

3.3.4	Amplitudengewichtung	27
3.3.5	Nullstellen-Steuerung	28
3.3.6	Zirkulare Gruppenantenne	29
3.3.7	Weitere Geometrien für Gruppenantennen	30
3.4	Direktivität, Gewinn und G/T von Gruppenantennen	31
3.5	Zusammenfassung	34
4	Ultrabreitbandige Gruppenantennen	35
4.1	Verhalten von Schmalband-Gruppenantennen bei größeren Bandbreiten . .	36
4.2	Beschreibung von Gruppenantennen im Zeitbereich	37
4.2.1	Überlagerung von zeitlich kurzen Pulsen	37
4.2.2	Definition des Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms	39
4.2.3	SLL, Halbwertsbreite und Gewinn	40
4.2.4	Strahlformung mittels Verzögerungselementen (TTD)	42
4.2.5	Grenzen der TTD-basierten Strahlformung	44
4.3	Erweitertes Strahlformungsnetzwerk	45
4.3.1	Anforderungen an ein erweitertes Strahlformungsnetzwerk	45
4.3.2	Eigenschaften und Verhalten von FIR-Filtern	47
4.3.3	IIR-Filter	49
4.4	Berechnung des erweiterten Strahlformungsnetzwerks	49
4.4.1	Mathematische Herleitung des Problems	50
4.4.2	Lösungsansätze	54
4.4.2.1	Lösung durch mathematische Optimierung	54
4.4.2.2	Lösung mittels IDFT	55
4.4.3	Ermittlung der optimalen Anzahl von Antennenelementen und der Filterordnung	56
4.4.4	Vergleich FIR-Filter und TTD-basierte Strahlformung	59
4.5	Strahlformung bei anderen Antennenanordnungen	60
4.5.1	Zirkulare Gruppenantennen	60
4.6	Zusammenfassung	62
5	Berücksichtigung der Antennenelemente	63
5.1	Ursachen für Pulsverzerrungen	64
5.2	Beschreibung und Charakterisierung von ultrabreitbandigen Antennen . .	66
5.2.1	Antennenimpulsantwort	66
5.2.2	Charakterisierung einer UWB-Antenne	70
5.2.3	Simulation und Messung der Antennenimpulsantwort	72
5.3	Elementverkopplung bei Gruppenantennen	73
5.3.1	Mathematische Beschreibung der Antennenverkopplung	75
5.4	Pulsentzerrung mittels FIR-Filter	76
5.4.1	Kombinierte Strahlformung und Pulsentzerrung	78
5.5	Kompensation der Antennenverkopplung	79
5.6	Grenzen der FIR-Filter basierten Pulsentzerrung und Kompensation	80
5.7	Simulationsbeispiel	80
5.8	Zusammenfassung	86
6	Entwurf und Aufbau eines analogen FIR-Filters für den Mikrowellenbereich	89
6.1	Aufbau der Schaltung	90
6.1.1	Anforderungen an die Schaltung	91
6.1.2	Schaltungskomponenten einer Einzelstufe	92

6.2	Demonstration eines 4-stufigen FIR-Filters	99
6.2.1	Layout der Gesamtschaltung	99
6.2.2	Charakterisierung der Schaltung	101
6.2.3	Funktionstest des FIR-Filters	103
6.3	Zusammenfassung	104
7	Demonstration einer FIR-Filter gesteuerten ultrabreitbandigen Gruppenan-	
	tenne	105
7.1	Anforderung an eine FIR-Filter gesteuerte Gruppenantenne	106
7.2	Aufbau einer FIR-Filter gesteuerten zirkularen Gruppenantenne	108
7.2.1	Beschreibung und Berechnung der verwendeten Elemente	108
7.2.2	Messergebnisse	111
7.3	Zusammenfassung	115
8	Zusammenfassung und Ausblick	117
A	Mathematische Grundlagen zum Phasensplitter	119
A.1	Spannungsverstärkungen	119
A.2	Eingangsadmittanz	121
	Literatur	123

Abbildungsverzeichnis

2.1	UWB-Strahlungsmasken der FCC und der Europäischen Kommission . . .	8
2.2	Unterteilung des UWB-Spektrums bei Multiband-OFDM UWB, nach [Sta07].	12
2.3	Impuls-UWB ¹ : (a) Zeitbereichsdarstellung des Gaußpulses und seiner Ableitungen sowie (b) die entsprechenden Spektren innerhalb der FCC-Maske.	14
2.4	Typischer Mehrwegekanal in der Ebene, bei dem das gesendete Signal nicht nur den direkten Pfad zum Empfänger nimmt, sondern auch Pfade nach ein oder mehreren Reflexionen an Wänden oder Gegenständen.	15
3.1	Prinzip der Signalüberlagerung im Zeitbereich	20
3.2	(a) Analoge Strahlformung mittels Phasenschieber. (b) Digitale Strahlformung mit Lokaloszillatoren, ADU und digitaler Signalverarbeitung.	22
3.3	Analoger Phasenschieber, als (a) Zweitor in S-Parameter Darstellung, (b) kaskadierte, 4-Bit-Ausführung auf der Basis von Längenänderung (nach [Vis05]).	23
3.4	Anordnung einer linearen Gruppenantenne und Berechnungsgrundlage des Gruppenfaktors unter Fernfeldbedingung.	24
3.5	(a) Prinzip der Strahlformung mittels Verzögerungselemente. (b) Technische Realisierung durch Verzögerungsleitungen.	26
3.6	(a) Betrag der Gewichtungskoeffizienten einer 5-Element Gruppenantenne bei Verwendung eines Rechteckfensters (blaue Kreise) und eines Dolph-Tschebyscheff-Fensters (grüne Pentagramme). (b) Vergleich der entsprechenden Strahlungsdiagramme.	28
3.7	Anordnung einer zirkularen Gruppenantenne und Berechnungsgrundlage des Gruppenfaktors unter Fernfeldbedingung.	29
3.8	(a) Direktivität einer linearen Gruppenantenne, nach [Han98, Kapitel 2.4], (b) Direktivität einer zirkularen Gruppenantenne.	32

¹Ultra Wideband

4.1	Verlauf des Strahlungsdiagramms einer linearen Fünfelementgruppe mit $d = \lambda/2$ als Funktion der Frequenz bei Verwendung von: (a), (b) frequenzunabhängigen Gewichtungskoeffizienten; (c), (d) Verzögerungsleitungen als Gewichtungskoeffizienten.	37
4.2	Prinzip der Signalüberlagerung in Zeitbereich am Beispiel eines Gaußpulses vierter Ordnung.	38
4.3	(a) Verlauf der Halbwertsbreite für ein Strahlungsdiagramm bei einem Gaußpuls vierter Ordnung als Funktion der Anzahl der Antennenelemente und der auf die Pulsbreite normierten Abstände. (b) Direktivität des Strahlungsdiagramms bei einem Gaußpuls erster Ordnung (durchgehende Linie) und vierter Ordnung (gestrichelte Linie). Die Richtung der Hauptkeule entspricht $\varphi_0 = 0^\circ$ für alle Diagramme.	41
4.4	Prinzip der Zeitbereichs-Strahlformung mit Verzögerungselementen (TTD-basierte Strahlformung).	43
4.5	Struktur eines variablen Verzögerungselementes. Es wird immer nur eines der Gewichte zu 1 gewählt.	43
4.6	Betrag des Summationssignals einer linearen Antennengruppe mit $N = 4$ Antennenelementen bei (a) einem einzigen empfangenen Puls und (b) einer Pulsfolge aus zwei Pulsen.	45
4.7	(a) Prinzip der Zeitbereichs-Strahlformung mittels eines erweiterten Strahlformungsnetzwerks und (b) des daraus resultierenden Summationssignals bei vier Antennenelementen.	47
4.8	Aufbau eines FIR-Filters.	48
4.9	Struktur und Berechnungsgrundlage eines FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks für eine lineare Gruppenantenne.	50
4.10	Flussdiagramm zur Berechnung des FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks.	53
4.11	Prinzip der Abbildung einer (a) frequenz- und winkelabhängigen Funktion auf (b) eine Funktion, die von F_1 und F_2 abhängt.	55
4.12	(a) Summationssignal des FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks. (b) Resultierendes Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm im Vergleich zum Referenzstrahlungsdiagramm.	57
4.13	Verlauf der mittleren Korrelation als Funktion der Anzahl der Antennenelemente N und der Filterordnung M . Die Fläche markiert den zu erzielenden Korrelationskoeffizienten, hier exemplarisch $\bar{\rho}_0 = 0,96$	58
4.14	Struktur und Berechnungsgrundlage eines FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks für eine zirkulare Gruppenantenne.	61
5.1	Blockdiagramm zur Beschreibung eines pulsbasierten Übertragungssystems.	65
5.2	Fernfeldapproximation (ähnlich [ST98, Kapitel 1.5]).	66
5.3	Ersatzschaltbild zur Beschreibung von Abstrahlung und Empfang eines Signals im Zeitbereich.	68
5.4	Prinzip der Simulation der Antennenimpulsantwort.	72
5.5	Prinzip der Messung der Antennenimpulsantwort.	73
5.6	Prinzip der Pulsverzerrung durch Elementverkopplung bei zwei mit einem kurzen Puls gespeisten Antennen.	74

5.7	(a) Impulsantwort einer Gruppenantenne unter Berücksichtigung von Elementverkopplung. (b) Darstellung der Impulsantworten als Funktion der Zeit. Gleichfarbige Impulsantworten sind durch einen gemeinsamen Speiestrom verknüpft.	76
5.8	Übertragungsstrecke mit FIR-Filter als (a): Vorverzerrer, (b): Entzerrer. . .	77
5.9	Prinzip der FIR-Filter basierten Strahlformung und Entzerrung (a) Entzerrungsfilter vor dem Strahlformungsnetzwerk der Gruppenantenne. (b) Kombiniertes Entzerrungs- und Strahlformungsnetzwerk.	79
5.10	UWB-Übertragungssystem.	81
5.11	(a) Entwurf der Vivaldi-Antenne, (b) Gewinn in der Azimutalebene, (c) Impulsantwort, Betrag der Impulsantwort und Einhüllende in Hauptstrahlrichtung ($\varphi = 0^\circ$), (d) azimuthaler Schnitt der Impulsantwort.	82
5.12	(a) Koeffizientenmatrix des Strahlformungsnetzwerks, (b) Impulsantwort des Entzerrungsfilters, (c) Koeffizientenmatrix zur kombinierten Strahlformung und Entzerrung.	84
5.13	Vergleich eines einzelnen empfangenen Pulses in Hauptstrahlrichtung mit dem gesendeten Puls. (a) Ohne Entzerrungsfunktion, (b) mit Entzerrungsfunktion.	85
5.14	Empfangene Pulsfolge in Hauptstrahlrichtung. (a) Ohne Entzerrungsfunktion, (b) mit Entzerrungsfunktion.	85
5.15	Vergleich der Zeitbereichs-Strahlungsdiagramme mit dem Referenzstrahlungsdiagramm (blau-gestrichelt) unter der Annahme idealer Antennen (grün-strichgepunktet), Vivaldi-Antennen ohne Verkopplung (rot-punktiert), Vivaldi-Antennen mit Verkopplung (türkis-durchgehend).	86
6.1	Konzept zur Realisierung eines analogen, elektronisch steuerbaren FIR-Filters im Mikrowellenbereich in Anlehnung an einem Wanderwellenverstärker.	90
6.2	Komponenten und Prinzip der Ansteuerung einer einzelnen Gewichtungsstufe.	93
6.3	(a) Kleinsignalersatzschaltbild des Phasensplitters und (b) des FET ² s. . . .	93
6.4	(a) Kleinsignalersatzschaltbild des Phasensplitters mit zusätzlicher Sourcekapazität. (b) Simulierte Amplitudendifferenzen zwischen Source- und Drainkontakt des FETs, (c) entsprechende Phasendifferenz.	95
6.5	(a) Eingangsreflexionskoeffizient des Phasensplitters und (b) Ersatzschaltbild für eine Einheitszelle einer Leitung, verbunden mit dem Eingang des Phasensplitters.	96
6.6	(a) Numerische Lösung der Gl. 6.1.9 und (b) praktische Umsetzung in Mikrostreifentechnik durch kontinuierliche Leitungsverengung.	97
6.7	Arbeitspunkteinstellung eines FETs in Sourceschaltung, (b) Übertragungskennlinie eines n-Kanal Sperrschicht-FETs.	98
6.8	(a) Kleinsignalersatzschaltbild einer Gateschaltung und (b) Darstellung des Ausgangsreflexionskoeffizienten.	98
6.9	(a) Bild eines 4-stufigen analogen FIR-Filters, (b) Layout einer einzelnen Gewichtungsstufe (um 90° im Gegenuhrzeigersinn gedreht).	100

²Field-effect transistor

6.10	(a) Ein- und Ausgangsreflexionskoeffizient des FIR-Filters, (b) Gewichtung der einzelnen Stufen als Funktion des Datenwortes der digitalen Potenziometer, (c) Gewichtung des positiven und negativen Signalzweigs der ersten Gewichtungsstufe als Funktion der Frequenz im Vergleich zum Sollwert (hier exemplarisch $a_0 = \pm 0,3$), (d) Phasendifferenz des positiven und negativen Zweiges.	102
6.11	Vergleich zwischen Simulation und Messung für ein FIR-Filter mit den Koeffizienten w_n . (a) Betrag und (b) Phase der Übertragungsfunktionen, (c), Multiplikation der Übertragungsfunktionen mit dem Spektrum eines Gaußpulses vierter Ordnung, (d) Faltung der entsprechenden Impulsantworten mit einem Gaußpuls vierter Ordnung.	104
7.1	(a) Festlegung der Spezifikationen für das zu erzielende Referenzstrahlungsdiagramm und (b) darauf basierende Übertragungsfunktion der Gruppenantenne.	106
7.2	(a) Einzelne UWB-Monocone-Antenne, (b) Strahlungsdiagramm bei $f = 2\text{ GHz}$	109
7.3	(a) Gruppenantenne aus vier Monocone-Antennen, (b) simulierte Übertragungsfunktion in der Azimutalebene eines einzelnen gespeisten Antennenelementes in der Gruppe und (c) entsprechende gemessene Übertragungsfunktion. Die nicht gespeisten Elemente wurden angepasst abgeschlossen.	110
7.4	Bild eines FIR-Filters für den Aufbau des Demonstrators.	111
7.5	(a) Aufbau zur Messung der Übertragungsfunktion der FIR-Filter gesteuerten Gruppenantenne. (b) Foto aus der Absorberkammer.	112
7.6	(a) Darstellung des Betrages der gemessenen Übertragungsfunktion der Gruppenantenne als Funktion der Frequenz und des Azimutalwinkels, (b) Vergleich mit dem Referenzstrahlungsdiagramm. Der Elevationswinkel ist hier konstant $\theta_0 = 90^\circ$	113
7.7	(a) Betrag des Empfangssignals des gemessenen FIR-Filter basierten Übertragungssystems; (b) daraus abgeleitetes Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm im Vergleich zum Referenzstrahlungsdiagramm.	114
A.1	Ersatzschaltbild des Phasensplitters (aus Abb. 6.3).	119

Tabellenverzeichnis

2.1	Spezifizierte Frequenzbereiche typischer UWB-Anwendungen [Che07].	11
4.1	Übersicht über die Mindestanzahl an Antennenelementen und Filterordnung für verschiedene Parameter.	59
4.2	Vergleich zwischen FIR-Filter und TTD-basierter Strahlformung.	60
5.1	Parameter für die Hauptstrahlrichtung der Vivaldi-Antenne.	83
5.2	Spezifikationen für das Strahlungsdiagramm.	83
5.3	Charakterisierung der empfangenen Pulse in Hauptstrahlrichtung.	86
6.1	Spezifikationen des FIR-Filters.	102
7.1	Erforderlicher Radius der zirkularen Gruppenantenne (in cm).	107
7.2	Erforderliche Filterordnung M	107
7.3	Spezifikationen für den experimentellen Aufbau.	108

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

ADS Advanced Design System

ADU Analog-Digital-Umsetzer

AP Arbeitspunkt

AUT Antenna under test

AWACS Airborne warning and control system

BER Bit error rate

BIFODEL Binary fiber-optic delay line

BPM Bi-phase modulation

CEPT European Conference of Postal and Telecommunications

CMOS Complementary Metal Oxide Semiconductor

CST Computer Simulation Technology

DC Direct current

ECC Electronics Communications Committee

EIRP Equivalent Isotropic Radiated Power

EK Europäische Kommission

FCC Federal Communications Commission

FET Field-effect transistor

FIR Finite impulse response

FWHM Full width at half maximum

GPRS General Packet Radio Service
GPS Global Positioning System
GSM Global System for Mobile Communications
HPBW Half-power beamwidth - Halbwertsbreite
IC Integrated circuit
IDFT Inverse discrete fourier transformation
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR Infinite Impulse response
LNA Low noise amplifier
LOS Line-of-sight
Mbps Megabit per seconds
MEADS Medium extended air defense system
MIC Microwave integrated circuit
MIMO Multiple Input Multiple Output
MIST Microwave imaging with space-time
NLOS Non-Line-of-sight
OFDM Orthogonal frequency division multiplexing
OOK On-off keying
PAM Pulse amplitude modulation
PIN Positive Intrinsic Negative
PPM Pulse position modulation
SLL Sidelobelevel
SMD Surface mounted device
SNR Signal-to-noise-ratio
TTD True-time-delay
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
USA United States of America
USB Universersal Serial Bus
UWB Ultra Wideband
VNA Vector network analyzer
WBAN Wireless body area Networks
w.E. willkürliche Einheiten
WLAN Wireless local area network

WPAN Wireless Personal Area Network

WUSB Wireless Universal Serial Bus

Lateinische Symbole

Vektoren und Matrizen werden in dieser Arbeit fett gedruckt. Falls es eine entsprechende skalare Größe gibt, wird nur diese in diesem Verzeichnis aufgeführt. Reelle und komplexe Größen werden einheitlich dargestellt. Eine mehrfache Verwendung von Symbolen ist bei eindeutiger Unterscheidung im Kontext möglich.

a	Radius einer zirkularen Gruppenantenne
a^+, a^-	Analoge Steuersignale für positive und negative Gewichtungsstufe
\mathbf{A}	Vektorpotenzial
A_θ, A_φ	Elevations- und Azimutalkomponente des Vektorpotenzials
a_1	Quellensignal (als Wellengröße)
\mathbf{A}_{SN}	Koeffizientenmatrix des Strahlformungsnetzwerks
a_m	Gewichtungskoeffizienten bei einem Einzelfilter
A_n	Amplitude eines Signals im Zeitbereich
a_{nm}	Gewichtungskoeffizienten bei einem Strahlformungsnetzwerk
B	Bandbreite
b_2	Empfangenes Signal (als Wellengröße)
b_i	Grenzen eines Randwertproblems
B_f	Verhältnis Bandbreite zur Mittenfrequenz
C	Kanalkapazität
C_{ds}	Drain-Source-Kapazität
C_{ein}	Eingangskapazität
C_g	Kapazität pro Längeneinheit
C_{gd}	Gate-Drain-Kapazität
C_{gs}	Gate-Source-Kapazität
C_s	Zusätzliche Sourcekapazität
d	Abstand der Antennenelemente
D	Direktivität
$\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\theta, \mathbf{e}_\varphi$	Einheitsvektoren in sphärischen Koordinaten
E_n	Amplitude eines Signals im Frequenzbereich
\mathbf{E}	Elektrischer Feldstärkenvektor
\mathbf{E}_0	Elektrischer Feldstärkenvektor eines Einzelelementes
\mathbf{E}_i	Empfangenes elektrisches Feld
\mathbf{E}_{rad}	Abgestrahltes elektrisches Fernfeld
$\mathbf{E}_{\text{rad},n}$	Elektrisches Fernfeld, abgestrahlt durch das n te Antennenelement
f	Frequenz
f_0	Mittenfrequenz

f_h	Obere 3 dB-Grenzfrequenz eines Spektrums
f_l	Untere 3 dB-Grenzfrequenz eines Spektrums
f_{LO}	Frequenz des Lokaloszillators
f_n	Modulationsfrequenz
F	Gruppenfaktor
F	Wiedergabetreue (Fidelity)
F	Rauschzahl
F_1, f_2	Normierte Frequenzen
F_i	Allgemeine Funktionen
F_{ref}	Referenzstrahlungsdiagramm (Referenzgruppenfaktor)
G	Gewinn
\overline{G}	Mittlerer Gewinn
G_{akt}	Verstärkungsgewinn der aktiven Elemente der Gruppenantenne
g_m	Transistorsteilheit
G_r	Gewinn der Empfangsantenne
G_t	Gewinn der Sendeantenne
i	Ganzzahliger Zählindex
I	Strom
I^+	Speisestrom (hinlaufende Stromwelle)
i_d	Drainstrom
I_d	DC-Drainstrom
i_{ds}	Drain-Source-Strom
I_{dss}	Sättigungsstrom
i_g	Gatestrom
i_s	Sourcestrom
h	Impulsantwort der Antenne
H	Übertragungsfunktion der Antenne
H_0	Übertragungsfunktion der Referenzantenne
H_{AUT}	Übertragungsfunktion der Testantenne
h_c	Impulsantwort des Kanals
h_i	Faltungsprodukt aller frequenzabhängigen Terme
H_i	Produkt aller frequenzabhängigen Terme
h_{FIR}	Impulsantwort des Filters
H_{FIR}	Übertragungsfunktion des Filters
H_{Gr}	Übertragungsfunktion der Gruppenantenne
h_n	Impulsantwort des n ten Antennenelements
H_n	Übertragungsfunktion des n ten Antennenelements
h_{ni}	Impulsantwort des n ten Antennenelementes als Wirkung auf den Speisestrom $I_i^+(t)$
h_r	Impulsantwort der Empfangsantenne
H_r	Übertragungsfunktion der Empfangsantenne

H_{ref}	Zu erzielende Übertragungsfunktion, Referenzübertragungsfunktion
$h_{\text{r},n}$	Impulsantwort der n ten Empfangsantenne
$H_{\text{r},n}$	Übertragungsfunktion der n ten Empfangsantenne
H_{SN}	Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks (ohne Antennenelemente)
h_{t}	Impulsantwort der Sendeantenne
H_{t}	Übertragungsfunktion der Sendeantenne
\tilde{h}_{t}	Impulsantwort der Sendeantenne ohne Reflexion
\mathbf{J}	Stromdichte
j	Imaginäre Einheit
\mathbf{J}_{δ}	Stromdichte als Folge eines Diracimpulses
\mathbf{J}_i	Diskrete Stromdichte
k	Wellenzahl
K	Konstante zur Beschreibung aller frequenzunabhängigen Terme
K_1, K_2	Allgemeine Konstanten
l	Ganzzahliger Zählindex
l	Länge einer Strecke
l_n	Verzögerungsleitung hinter dem n ten Antennenelement
L	Länge der Gruppenantenne
L	Anzahl der Pfade
l_{g}	Länge einer Einheitszelle
L_{g}	Induktivität pro Längeneinheit
L_{G}	Verluste der Gruppenantenne
p	Spitzenwert der Impulsantwort
p	Puls im Zeitbereich
P	Spektrum des Pulses
p_n	Gaußpuls n ter Ordnung im Zeitbereich
P_n	Gaußpuls n ter Ordnung im Frequenzbereich
P_{r}	Empfangene Leistung
P_{rad}	Abgestrahlte Leistung
P_{t}	Verfügbare Leistung
M	Ordnung des Filters
m	Ganzzahliger Zählindex
n	Ganzzahliger Zählindex
N	Anzahl der Antennenelemente
N	Anzahl der Symbole
N	Rauschleistung
N_f	Anzahl der Frequenzpunkte
r	Abstand der Wellenfront zum Koordinatenursprung
\mathbf{r}	Allgemeiner Ortsvektor
\mathbf{r}'	Ortsvektor des Volumenelementes

$\hat{\mathbf{r}}$	Einheitsortsvektor
R_a	Abstand eines Antennenelementes zur Wellenfront
R_{ds}	Drain-Source-Widerstand
R_i	Serieneingangswiderstand eines Feldeffekttransistors
\mathbf{r}'_i	Ortsvektor des diskreten Volumenelementes
$\hat{\mathbf{r}}_r$	Einheitsrichtungsvektor des Empfangs
$\hat{\mathbf{r}}_t$	Einheitsrichtungsvektor der Abstrahlung
s	Signal im Zeitbereich
S	Signalleistung
s_{11}	Reflexionskoeffizient im Zeitbereich
S_{11}, S_{22}	Reflexionskoeffizienten im Frequenzbereich
s_{21}	Transmissionskoeffizient im Zeitbereich
S_{21}	Transmissionskoeffizient im Frequenzbereich
S_k	k tes Element des Steuervektors
t	Zeit
t_0	Räumliche Zeitdifferenz
T_0	Zeitliche Verschiebung
$t_{0,n}$	Räumliche Zeitdifferenz des n ten Antennenelementes relativ zum ersten Antennenelement
T_f	Pulswiederholrate
T_{akt}	Effektive Rauschtemperatur der aktiven Elemente der Gruppenantenne
T_A	Effektive Rauschtemperatur der Antennenelemente
T_P	Pulsbreite
T_{Rec}	Effektive Rauschtemperatur des Empfängers
U	Strahlungsintensität
U	Spannung
U_A^-	Von einem Tor auslaufende Spannungswelle
u_{Cgs}	Spannung über die Gate-Source-Kapazität
u_d	Drainpannung
u_{ds}	Drain-Source-Spannung
U_{ds}	DC-Drain-Source-Spannung
u_g	Gatespannung
u_{gs}	Gate-Source-Spannung
U_{gs}	DC-Gate-Source-Spannung
u_g	Sourcespannung
U_G	Elektrische Spannung am Generator
U_L	Leerlaufspannung
U_P	Abschnürspannung
V'	Volumenelement
$v_{u,d}, v_{u,s}$	Spannungsverstärkungen am Drain- und Sourcekontakt
V'_i	Diskretes Volumenelement

w	Breite der Mikrostreifenleitung
w_b, w_s	Leitungsbreiten (breit und schmal)
w_n	Komplexer Gewichtungskoeffizient für das n te Antennenelement
w_n	Gewichtungsfunktion für das n te Antennenelement im Zeitbereich
W_n	Gewichtungsfunktion für das n te Antennenelement im Frequenzbereich
\tilde{w}_n	Kombinierte Gewichtungs- und Entzerrungsfunktion des n ten Antennenelements
x, y, z	Kartesische Koordinaten
x	Allgemeine Variable im Zeitbereich (meist Eingangsgröße eines Systems)
X	Allgemeine Variable im Frequenzbereich (meist Eingangsgröße eines Systems)
\mathbf{x}	Lösungsvektor
x_n	Empfangenes Signal des n ten Antennenelements
y	Allgemeine Variable im Zeitbereich (Ausgangsgröße eines Systems)
y	Summationssignal im Zeitbereich
Y	Allgemeine Variable im Frequenzbereich (Ausgangsgröße eines Systems)
Y	Summationssignal im Frequenzbereich
Y_d, Y_s	Lastadmittanzen am Drain- und Sourcekontakt
Y_{ds}	Drain-Source-Admittanz
Y_{ein}	Eingangsadmittanz
Y_g	Gateadmittanz
Y_{gs}	Gate-Source-Admittanz
y_n	Ausgangssignal des n ten Filters
\mathbf{Z}	Impedanzmatrix
Z_0	Charakteristische Impedanz, Generatorimpedanz
Z_A	Eingangsimpedanz der Antenne
Z_g	Charakteristische Impedanz der belasteten Leitung

Griechische Symbole

α	Dämpfung
β	Phasenkoeffizient
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz
ε_r	Dielektrizitätskonstante
$\varepsilon_{r,\text{eff}}$	Effektive Dielektrizitätskonstante
φ	Azimutalwinkel
φ_0	Azimutalwinkel in Hauptstrahlrichtung
φ_{max}	Maximal erreichbarer Winkel
φ_{min}	Winkelauflösung
φ_n	Winkelposition des n ten Antennenelements

λ	Wellenlänge
μ	Permeabilität
θ	Elevationswinkel
θ_0	Elevationswinkel in Hauptstrahlrichtung
ρ	Korrelationskoeffizient
$\bar{\rho}$	Mittelwert der Korrelationskoeffizienten
$\bar{\rho}_0$	Zu erzielender mittlerer Korrelationskoeffizient
σ	Standardabweichung
τ	Zeitliche Verzögerung
τ	Diskrete Verzögerungszeit bei einem Filter
τ_g	Gruppenlaufzeit
τ_{\max}	Maximale Verzögerungszeit
τ_{\min}	Kleinste Verzögerungszeit
τ_n	Verzögerungszeit hinter dem n ten Antennenelement
$\tau_{r,\alpha}$	Nachschwingdauer
τ_{Sym}	Symbolintervall
ω	Winkelfrequenz
Ω_r, Ω_t	Räume
ψ	Phasendifferenz zwischen den Antennenelementen

Konstanten

c_0	$2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s}$	Vakuumlichtgeschwindigkeit
e	$2,718 \dots$	Eulersche Zahl
ε_0	$8,854 \text{ As/Vm}$	Permittivität des Vakuums
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$	Permeabilität des Vakuums
π	$3,14159 \dots$	Kreiszahl

Mathematische Funktionen und Operatoren

$\text{cov}(\cdot)$	Kovarianz
$\text{var}(\cdot)$	Varianz
$\delta(\cdot)$	Diracfunktion
$(*)$	Faltungsprodukt
$\text{err}(\cdot)$	Fehlerfunktion
\mathcal{F}^{-1}	Inverse Fouriertransformation
$\frac{\partial^n}{\partial t^n}$	Ableitung n ter Ordnung
$(\cdot)^H$	Konjugiert komplexe Transponierte
\max	Maximum
minimize	Hauptteil eines mathematischen Optimierungsproblems

subject to	Teil der Nebenbedingungen eines mathematischen Optimierungsproblems
$\operatorname{Re}\{\cdot\}$	Realteil
\propto	Proportionalität
∞	Unendlich
\forall	Für alle
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
\mathbb{N}_0	Menge der natürlichen Zahlen inkl. der Null
$\ \cdot\ _2$	Euklidische Norm
$F : D \rightarrow W$	Abbildung der Definitionsmenge D auf die Wertemenge W durch die Funktion F
Win	Fensterfunktion

Einleitung

Die drahtlose Übertragung von Daten nimmt in unserem Alltag einen immer größer werdenden Stellenwert ein, sei es bei Radar-, Lokalisierungs- oder Kommunikationssystemen. Bekannte digitale Ortungs- und Übertragungssysteme wie beispielsweise GPS¹, GSM², WLAN³ oder Bluetooth, um nur einige Stichworte zu nennen, sind heute nicht mehr wegzudenken. Es ist zu erwarten, dass der Trend zu drahtlosen Systemen auch in der Zukunft anhält und weitere Anwendungen hinzukommen. Man denke nur an drahtlose Netzwerke im Nahbereich, um Verkabelungen zwischen Geräten zu ersetzen (WPAN⁴), an bildgebenden Verfahren in der Medizintechnik, an Radarsysteme für die lokale Überwachung oder die Ortung und Navigation innerhalb von Gebäuden. Dabei dürfen sich die unterschiedlichen Systeme und Dienste nicht gegenseitig stören, was sehr restriktive Vorgaben zur Nutzung der einzelnen Frequenzbänder erfordert und zu einer zunehmenden Frequenzknappheit führt. Dazu kommt, dass ein regelrechter Andrang auf lizenzfreie Frequenzbänder stattfindet, was den Effekt noch weiter verstärkt. Außerdem steigt bei Kommunikationssystemen die zu übertragende Datenmenge ständig an, was im Wesentlichen nur durch eine Übertragung mit höherer Datenrate ausgeglichen werden kann und damit die Nutzung zusätzlicher Trägerfrequenzen erfordert.

Aus diesem Grund ist in jüngster Zeit die sogenannte Ultra Wideband-Technik (UWB) sehr populär geworden, die gegenüber herkömmlichen drahtlosen Systemen einige Vorteile aufweist. Die enorm hohe Bandbreite etwa liefert eine hohe Übertragungskapazität, was die Übertragung mit hohen Datenraten erlaubt. Die Signalübertragung mittels sehr kurzer Pulse (Impuls-UWB) bewirkt eine feine Zeitauflösung, was für Radar- und Lokalisierungsanwendungen interessant ist. Ferner ist die spektrale Leistungsdichte so gering, dass eine geringe Abhör- und Auffindwahrscheinlichkeit vorliegt. Und schließlich können UWB-Signale Hindernisse recht gut durchdringen. Aus diesem Grund verwundert es nicht, dass

¹Global Positioning System

²Global System for Mobile Communications

³Wireless local area network

⁴Wireless Personal Area Network

in den letzten Jahren in Publikationen jeglicher Art eine Vielzahl von unterschiedlichen Anwendungen für zivile und militärische Bereiche genannt werden.

Die Nutzung eines ultrabreitbandigen Frequenzspektrums mit sehr geringer Sendeleistung erlaubt die gleichzeitige Nutzung mit existierenden, schmalbandigen Systemen, die ein UWB-Signal nur als Rauschen erkennen. Inwieweit UWB-Systeme allerdings zu einer Erhöhung der Rauschleistung bei Schmalbandsystemen führen und diese dadurch negativ beeinflussen, ist derzeit noch Gegenstand der Forschung. Daher ist die Nutzung eines UWB-Frequenzbandes in den USA durch die FCC⁵ im Jahre 2002 und in der Europäischen Union durch die EK⁶ im Jahre 2007 sehr restriktiv reglementiert worden. Kern der Bestimmungen sind Frequenzmasken mit sehr geringem Sendeleistungspegel (engl. EIRP⁷). Dies stellt hohe Anforderungen an UWB-Systeme und eine konsequente Optimierung hinsichtlich der Systemempfindlichkeit, Effizienz und Reichweitenerhöhung. Eine Erhöhung des Gewinns (am Empfänger) wäre wünschenswert, führt bei Verwendung von aktiven Elementen jedoch auch zu einer Erhöhung der Rauschleistung. Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung von mehreren Empfangsantennen, auch Gruppenantenne genannt, da der Gewinn unter der Voraussetzung verlustloser Leistungskoppler mit der Anzahl der Elemente steigt, während die Rauschleistung gleich bleibt. Ist die Gruppenantenne darüber hinaus elektronisch steuerbar, so ist die gezielte räumliche Filterung möglich. Damit kann eine bestimmte Raumrichtung verstärkt werden, während andere Richtungen gedämpft oder vollständig ausgeblendet werden können.

1.1 Stand der Forschung

Die UWB-Technik ist kein neues Thema. Vor gut 120 Jahren benutzte Heinrich Hertz das Prinzip der Funkenentladung, um elektromagnetische Wellen drahtlos zu übertragen. Die Funken wiesen dabei ein sehr breites Spektrum auf, was der heutigen Definition von Impuls-UWB recht nahe kam. In der Folgezeit wurden Signale jedoch fast ausschließlich trägerbasiert übertragen. Erst in den 1960er Jahren wurden für militärische Radaranwendungen, für Abbildungsverfahren sowie zur abhörsicheren Kommunikation wieder ultrabreitbandige Zeitbereichs-Signale verwendet [ABS⁺05]. In den 1990er Jahren begann ein wachsendes Interesse für zivile UWB-Kommunikationssysteme. Schließlich wurde im Jahre 2002 in den USA das UWB-Frequenzband durch die FCC reglementiert [Fed02], was geradezu einen Boom der UWB-Technik auslöste.

Wissenschaftliche Publikationen decken inzwischen nahezu jedes Feld der UWB-Technik ab, von der Signalverarbeitung bis hin zur Schaltungstechnik. Die Nutzung von Gruppenantennen zur elektronischen Strahlformung für UWB-Signale ist allerdings noch recht unerforscht. Klassische Konzepte, wie sie bei schmalbandigen Systemen verwendet werden, eignen sich nicht direkt für ultrabreitbandige Systeme. Am weitesten verbreitet für Zeitbereichs-Signale ist in der Literatur der Ansatz der Strahlformung mittels Zeitverzögerungselementen [Hus02; DiD02; Kai04], [DKM⁺06, Kapitel 5.3], in dieser Arbeit TTD⁸-basierte Strahlformung genannt. Das theoretisch sehr einfache Konzept birgt technische

⁵Federal Communications Commission

⁶Europäische Kommission

⁷Equivalent Isotropic Radiated Power

⁸True-time-delay

Herausforderungen, denn zur elektronischen Strahlformung werden variable Verzögerungsleitungen benötigt [BH04; CLY⁺06; RKNH06]. Andere Publikationen stellen mathematische Berechnungsgrundlagen vor, mit denen frequenzunabhängige Strahlformung möglich ist. Ein gängiges Konzept ist die Verwendung von FIR⁹-Filtern zur Strahlformung [God97a], was auch in der Akustik bekannt ist [SK00; LW04]. Auch Strahlformung mit IIR¹⁰-Filtern wurde untersucht [GK00; FK00]. Andere Konzepte verwenden die klassische Strahlungsdiagrammsynthese, indem das empfangene Signal fouriertransformiert und anschließend für jede Frequenz ein komplexer Gewichtungsfaktor berechnet wird [DHR03]. Auch der Begriff „Intelligente Antennen“ (engl. Smart Antennas) [Coo03] findet in Verbindung mit der UWB-Technik Verwendung [Gha02; DHR04]. Wenige Publikationen beschäftigen sich mit anderen Geometrien als den linearen Gruppenantennen. Die mathematischen Grundlagen planarer und zirkularer Gruppenantennen für Zeitbereichs-Signale sind in [Hus88; HAHO89] beschrieben.

Viele der genannten Publikationen, die sich mit UWB-Strahlformung auseinandersetzen, gehen von idealen Bedingungen aus, was die Antennenelemente betrifft. Das bedeutet, dass die Antennen Isotropstrahler sind, keine Elementverkopplung besteht und die Antennen keine räumliche Ausdehnung besitzen. Ausnahmen liefern z. B. [CM06; KC05], die sich im Wesentlichen mit Elementverkopplung bei UWB-Gruppenantennen befassen. Außerdem setzen viele Konzepte eine digitale Signalverarbeitung voraus. Diese muss dazu allerdings in ein analoges System einbracht werden, da die empfangenen Wellen analog sind. So wird ein ADU¹¹ mit entsprechendem Abtast-Halteglied benötigt, um das zeit- und wertkontinuierliche analoge Signal in ein zeit- und wertdiskretes digitales Signal umzusetzen. Bei UWB-Signalen wäre dazu eine Abtastfrequenz von mehr als 21 GHz notwendig, was nach derzeitigem Stand der Technik mit erheblichem Aufwand verbunden ist.

Derzeitig sind wenige Publikationen bekannt, die einen vollständigen experimentellen Aufbau einer elektronisch steuerbaren ultrabreitbandigen Gruppenantenne beinhalten. In [Sör07] wird zwar ein experimenteller Aufbau einer linearen Gruppenantenne präsentiert, jedoch werden zur Strahlformung feste Leitungen verwendet. Der Aufsatz von [RKNH06] konzentriert sich hauptsächlich auf die Entwicklung und Charakterisierung einer elektronisch veränderbaren Verzögerungsleitung, demonstriert deren Funktionsweise aber auch nicht in Echtzeit, sondern in einer Kombination aus Messung und Simulation. Für andere elektronische Strahlformungskonzepte, wie etwa den vielversprechenden filterbasierten Ansätzen, gibt es derzeit keinen experimentellen Aufbau im Mikrowellen-Frequenzbereich.

1.2 Aspekte und Ziele dieser Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, ein geeignetes Konzept zur elektronischen Strahlformung ultrabreitbandiger Signale im Hinblick auf praktische Realisierbarkeit im Mikrowellen-Frequenzbereich auszuarbeiten und erste experimentelle Nachweise zu liefern. Da aufgrund der Anforderungen nur analoge Konzepte infrage kommen, wird zum einen die TTD-basierte Strahlformung genauer untersucht und zum anderen ein analoges, FIR-Filter

⁹Finite impulse response

¹⁰Infinite Impulse response

¹¹Analog-Digital-Umsetzer

basiertes Strahlformungskonzept erarbeitet. Letzteres erscheint aus den Ergebnissen vorangegangener Forschungsarbeiten als besonders vielversprechend, weshalb der Fokus in dieser Arbeit klar auf diese Methode und deren analoge Umsetzbarkeit gelegt wird. In den Berechnungsgrundlagen sollen relevante Systemeinflüsse wie etwa das frequenzabhängige Verhalten der Antennenelemente und deren Verkopplung in der Gruppe berücksichtigt werden. Der experimentelle Teil der Arbeit beinhaltet zum einen die analoge Umsetzung eines einfachen FIR-Filters für den Mikrowellen-Frequenzbereich und zum anderen die Demonstration der FIR-Filter basierten Strahlformung in Echtzeit. Zur Realisierung der analogen FIR-Filter ist die hybride MIC¹²-Technologie vorgesehen, sodass in diesem ersten experimentellen Schritt nicht der originale UWB-Frequenzbereich genutzt wird, sondern ein nach unten skaliertes Frequenzband.

1.3 Gliederung der Arbeit

In Kapitel 2 werden die relevanten Grundlagen der UWB-Technik erarbeitet. Neben den regulatorischen Rahmenbedingungen zur Einhaltung dieser Technik wird hier ein grober Überblick über die vielfältigen Anwendungsbereiche aus Radar, Lokalisierung und Kommunikation gegeben. Des Weiteren werden die verschiedenen Ansätze zur Nutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite vorgestellt. Schließlich wird auf die Besonderheiten des UWB-Kanals und die speziellen Anforderungen an geeignete Antennen für UWB-Systeme eingegangen.

Kapitel 3 befasst sich zunächst mit schmalbandigen Gruppenantennen und liefert die notwendigen Grundlagen zur Erarbeitung eines Konzepts für UWB-Gruppenantennen. Hier werden die klassischen Methoden zur Strahlungsdiagrammsynthese präsentiert, wobei die für diese Arbeit relevanten linearen und zirkularen Gruppenantennen näher betrachtet und entsprechende Berechnungsgrundlagen geliefert werden. Es wird auf die praktische Umsetzung elektronischer Strahlformung mittels analoger oder digitaler Technik eingegangen und es werden einige typische und repräsentative Anwendungen genannt. Zum Schluss wird auf einige Besonderheiten bei aktiven Gruppenantennen eingegangen.

Eine umfassende Betrachtung von Gruppenantennen für ultrabreitbandige Systeme ist Thema des vierten Kapitels. Da der Fokus hier besonders auf Impuls-UWB gelegt wird, findet die Formulierung des Problems unter anderem im Zeitbereich statt. Dabei wird zunächst der in der Literatur verbreitete Ansatz der Strahlformung mittels Verzögerungselementen (TTD-basierte Strahlformung) betrachtet. Aus dem Ergebnis einer kritischen Auseinandersetzung mit diesem Konzept wird ein erweitertes Strahlformungsnetzwerk auf Basis von FIR-Filtern vorgestellt (FIR-Filter basierte Strahlformung) und eine adäquate Berechnungsgrundlage geliefert. Eine Gegenüberstellung der beiden Konzepte zeigt die jeweiligen Stärken und Schwächen auf. Die Formulierung des Konzepts der FIR-Filter basierten Strahlformung für zirkuläre Gruppenantennen schließt dieses Kapitel ab.

Im fünften Kapitel wird das FIR-Filter basierte Strahlformungskonzept im Hinblick auf Einflüsse durch die Antennenelemente untersucht und erweitert. Impulsantworten realer Antennen können bei Impuls-UWB zu Pulsverzerrungen führen. Deshalb wird eine detaillierte mathematische Beschreibung von Antennen im Zeitbereich erarbeitet, die auch die Berücksichtigung von Elementverkopplung zulässt. Auf dieser Basis kann eine FIR-Filter basierte Pulsentzerrung in das UWB-Übertragungssystem eingebracht werden. Dabei

¹²Microwave integrated circuit

muss das kein zusätzliches Element sein, sondern kann mit dem Strahlformungsnetzwerk kombiniert werden, sodass der Mehraufwand gering ist. Entsprechende mathematische Formulierungen werden dazu aufgestellt. Ein repräsentatives Simulationsbeispiel veranschaulicht die Leistungsfähigkeit und Grenzen dieses Konzepts.

Kapitel 6 leitet den experimentellen Teil dieser Arbeit ein. Darin wird zunächst ein einfaches Konzept für ein analoges, elektronisch steuerbares FIR-Filter in hybrider MIC-Technologie entwickelt, welches mit minimalem Aufwand und wenigen Bauelementen auskommt. In einem zweiten Teil wird ein 4-stufiges FIR-Filter in einem nach unten skalierten Frequenzbereich aufgebaut und charakterisiert. Auf der Grundlage der theoretischen und praktischen Ergebnisse der vorherigen Kapitel wird in Kapitel 7 ein experimenteller Aufbau einer FIR-Filter gesteuerten Gruppenantenne präsentiert.

Die Arbeit schließt mit der Zusammenfassung und einem kurzen Ausblick in Kapitel 8 ab.

Grundlagen der UWB-Technologie

In diesem Kapitel wird ein grober Überblick über die ultrabreitbandige (UWB)-Technik vermittelt. Es wird zunächst definiert, was unter dem Begriff UWB zu verstehen ist und welche regulatorischen Rahmenbedingungen zur Nutzung dieser Technologie einzuhalten sind. Danach wird auf mögliche Anwendungen eingegangen gefolgt von den wichtigsten Modulationsarten. In einem kurzen Abschnitt werden die Besonderheiten eines UWB-Kanals erläutert. Zum Schluss wird auf die speziellen Anforderungen an die Antennen für ein UWB-System eingegangen.

2.1 Definition und regulatorische Rahmenbedingungen

Gemäß der US-amerikanischen Regulierungsbehörde FCC [Fed02] ist ein drahtloses System als ultrabreitbandig zu betrachten, wenn entweder das Spektrum mehr als 500 MHz beträgt oder das Verhältnis Bandbreite zu Mittenfrequenz größer als 20 % ist, also

$$B_f = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \geq 0,20, \quad (2.1.1)$$

wobei die Frequenzen f_h und f_l die obere und untere -3 dB Grenze des Spektrums bezeichnen. Im Februar 2002 verfasste die FCC einen Bericht mit den Kriterien, die ein UWB-Signal zu erfüllen hat. Darin wird ein nicht lizenziertes Frequenzband zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz bereitgestellt, wobei der Sendeleistungspegel eine genau spezifizierte Maske nicht überschreiten darf. Um Interferenzen mit bestehenden drahtlosen Systemen zu vermeiden, darf der emittierte Leistungspegel einen Wert von $-41,3$ dBm in der Bandbreite von 1 MHz nicht überschreiten, was in etwa dem Grundrauschen entspricht. Die maximal erlaubte durchschnittliche EIRP ausgehend von einem UWB-Sender beträgt nur $-2,5$ dBm, was nur ein Bruchteil dessen anderer drahtloser Systeme ist. Abb. 2.1 zeigt die spektrale Maske der FCC für Indoor-Applikationen.

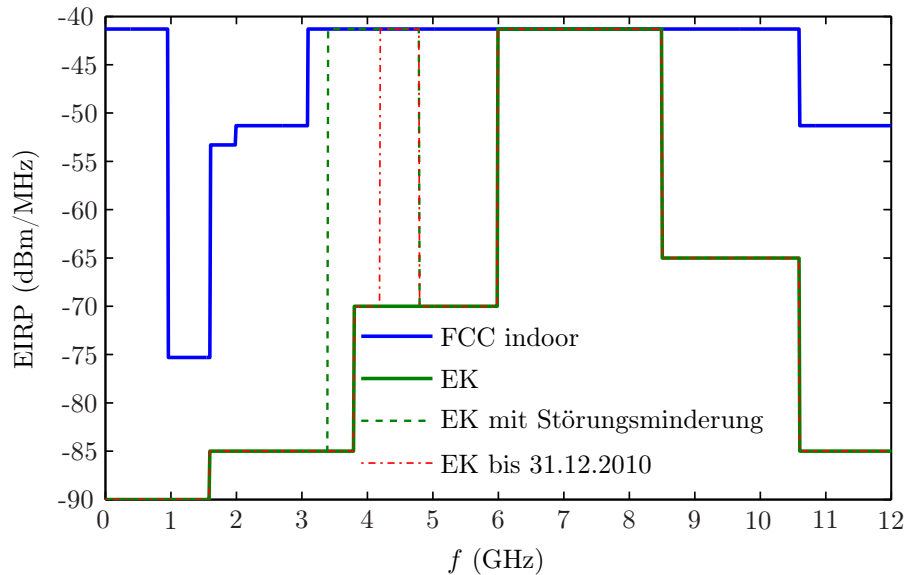


Abb. 2.1: UWB-Strahlungsmasken der FCC und der Europäischen Kommission

Die regulatorische Situation für die Europäische Union ist erst Anfang 2007 durch die Europäische Kommission (EK) auf Basis der Arbeiten der CEPT¹ und des ECC² entschieden worden [Amt07]. Sie erlaubt den maximale Sendeleistungspegel von $-41,3$ dBm in der Bandbreite von 1 MHz uneingeschränkt nur zwischen 6 GHz und 8,5 GHz. Bis Ende 2010 darf auch das Frequenzband zwischen 4,2 GHz und 4,8 GHz mit maximalem Sendeleistungspegel betrieben werden. Darüber hinaus ist für Geräte mit entsprechender Störungsminde rungstechnik auch im Frequenzbereich zwischen 3,4 GHz und 4,8 GHz der maximale Sendeleistungspegel zulässig, siehe Abb. 2.1. Die Bundesnetzagentur hat am 16. Januar 2008 die Frequenzen für die UWB-Technologie in einer Allgemeinzuteilung bereitgestellt und folgt damit der Entscheidung der Europäischen Kommission [Bun08].

Das die Maske der Europäischen Union deutlich restriktiver ist, liegt unter anderem daran, dass in Europa die Verträglichkeit einer neuen Technologie mit Vorhandenen zunächst bewiesen werden muss [OHI04, Kapitel 1.3]. Aus demselben Grund kann diese Maske auch jederzeit verändert und an neue Erkenntnisse angepasst werden. Da die für die Europäische Union gültige Maske zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit nur eine Empfehlung und somit nicht verbindlich ist, wird in den folgenden Kapiteln immer die FCC-Maske als Referenz genommen.

2.2 Typische UWB-Anwendungen

UWB-Systeme weisen im Vergleich zu klassischen Schmalbandsystemen einige Vorteile auf:

- Hohe Datenrate:
Bei typischen Schmalbandsystemen kann die Datenrate nur durch Erhöhung der Signalleistung erreicht werden. Dies geht aus dem bekannten Shannon'schen Theorem

¹European Conference of Postal and Telecommunications

²Electronics Communications Committee

aus der Nachrichtentechnik hervor, worin sich die Kanalkapazität folgendermaßen berechnen lässt:

$$C = B \ln(1 + S/N), \quad (2.2.1)$$

worin B die Bandbreite, S die Signalleistung und N die Rauschleistung betragen. Mit steigender Signalleistung wächst die Kanalkapazität jedoch nur logarithmisch, wogegen bei steigender Bandbreite die Kanalkapazität linear ansteigt. Bei diesen Verhältnissen kann also auch bei sehr geringen Signalleistungen bei entsprechend hoher Bandbreite eine hohe Kanalkapazität erreicht werden.

- Sehr hohe Zeitauflösung:
Zeitlich sehr kurze Pulse erlauben eine sehr präzise zeitliche Auflösung, was für Radar- und Lokalisierungsanwendungen von großer Bedeutung ist. Aus demselben Grund lassen sich unter gewissen Umständen Mehrwegepfade besser verarbeiten, da es anders als bei Schmalbandsystemen seltener zu Interferenzen kommt.
- Geringe Abhör- und Auffindwahrscheinlichkeit:
Da die zur Verfügung stehende Leistung über einer extrem hohen Bandbreite verteilt ist, ist folglich die spektrale Leistungsdichte sehr gering. Damit sinkt die Wahrscheinlichkeit, das Signal abzufangen oder abzuhören.
- Durchdringung von Hindernissen:
UWB-Signale eignen sich für die sogenannte *Through-wall-Detektion*. Der besondere Vorteil ist die hohe räumliche Auflösung durch die Verwendung kurzer Pulse [ABSJR04].

Ursprünglich wurden UWB-Systeme hauptsächlich für militärische Zwecke, insbesondere Radaranwendungen eingesetzt. Die Gründe waren geringe Detektionswahrscheinlichkeit aufgrund der enorm hohen Bandbreite und Robustheit gegenüber Störsendern. Natürlich ist die UWB-Technologie auch in der Gegenwart nach wie vor interessant für militärische Anwendungen [CH05]. In den letzten Jahren werden aber immer mehr zivile UWB-Anwendungen untersucht, nicht zuletzt aufgrund der Freigabe des entsprechenden Frequenzbandes durch die FCC. Während zu Beginn auch hier zunächst Radaranwendungen im Vordergrund standen, bieten UWB-Systeme aufgrund ihrer besonderen Eigenschaften auch in vielen anderen Gebieten hervorragende Einsatzmöglichkeiten. Die möglichen Anwendungsgebiete von UWB lassen sich grob in drei Gruppen unterteilen:

Radaranwendungen

UWB-Signale besitzen gute Detektionseigenschaften auch durch Hindernisse hindurch. Das ermöglicht die Nutzung von Abbildungsverfahren durch den Boden (Bodenradar, engl. Ground-penetrating Radar), durch Wände (engl. Through-wall imaging) oder durch andere Materialien, wie Verpackung, Kleidung, etc. [CH05].

Auch Radaranwendungen in sich bewegenden Systemen, wie etwa Abstandsradar bei Fahrzeugen sind denkbar [GJE⁺04]. Und schließlich kommen auch medizinische Anwendungen infrage, etwa zur Realisierung von Abbildungsverfahren [BLHVV03] als Ergänzung oder zur Ablösung von Röntgenverfahren oder Ultraschall.

Lokalisierung und Detektion

Aufgrund der hohen Zeitauflösung ist auch die Lokalisierungsgenauigkeit mittels UWB hoch [GTB⁺05]. Einsatzgebiete könnten überall dort sein, wo das GPS seine Grenzen

hat, z. B. in geschlossenen Räumen oder in dichten städtischen Gebieten [CIW06]. Dabei ist sowohl an Objekt- als auch Personenlokalisierung zu denken aber auch an intelligente Heim- und Büroumgebungen oder an Ad-hoc Netzwerke.

Drahtlose Kommunikation

Mögliche Anwendungen in der drahtlosen Kommunikation sind so mannigfaltig, dass auch diese in Gruppen eingeteilt werden können. Folgende Einteilung entspricht der Veröffentlichung von [ABS⁺05]:

- **Kommunikation mit niedriger Datenrate**
Hiermit ist sensorbasierte Kommunikation gemeint, also der Datenaustausch zwischen Sensoren oder von Sensoren zu einer Auswerteeinheit. Damit ist das Anwendungsgebiet für UWB-Technologie grundsätzlich sehr vielfältig. Als besonders interessant erscheint aber die sensorbasierte Überwachung mittels UWB, denn UWB-Signale weisen eine Charakteristik ähnlich wie die des Rauschens auf, was deren ungewollte Detektion erheblich erschwert. Gleichzeitig sind sie robust gegenüber Störungen (engl. jammer) und weisen somit einen erheblichen Mehrwert gegenüber herkömmlichen Überwachungssystemen auf.
- **Kommunikation mit hoher Datenrate**
Hier ist an drahtlose Netzwerke im Nahbereich mit hoher Datenrate zu denken (WLAN und WPAN), etwa um Verkabelungen zwischen Geräten zu ersetzen [LY04]. Die Firma Intel denkt in einem White Paper [Int05a] über den Einsatz von UWB zur Ersetzung von Verkabelungen bei IEEE³ 1394, bei Bluetooth und den Einsatz von WUSB⁴ nach [Int05b]. Gerade Letzteres bringt ein riesiges Feld von Anwendungen mit sich, da die USB-Schnittstelle sehr weit verbreitet ist. Eine USB-Arbeitsgruppe definiert zurzeit einen Standard, der eine Datenrate von 480 Mbps innerhalb von 10 m vorsieht und kompatibel zu USB⁵ 2.0 ist.

Positionsabhängige Dienste (engl. location based services) bieten ein weiteres Feld von Anwendungen aus dieser Gruppe. Gemeint sind damit Dienste oder Informationen, die eine Person spezifisch an einem bestimmten Ort erhält, z. B. ein Besucher in einem Museum, der auf seinem Handheld immer die passende Information zu dem Exponat erhält, vor dem er sich gerade befindet. Dazu muss sowohl die Genauigkeit der Positionserfassung sehr hoch sein als auch die Datenrate zur Übermittlung der Informationen, was beides durch die UWB-Technologie erfüllt wird.

- **Heimnetzwerke und Heimelektronik**
Die UWB-Technologie könnte dazu genutzt werden, elektronische Geräte drahtlos miteinander zu verbinden.
- **Wireless Body Area Networks (WBAN)**
WBANs beinhalten kleine Sensoren in der Kleidung, um verschiedene Funktionen für Gesundheit, Sport oder Unterhaltung zu erfüllen [Kle06]. Das meist versprechende Anwendungsgebiet fokussiert dabei sicherlich den Bereich Gesundheit, etwa zur medizinischen Überwachung. Da UWB-Signale recht robust gegenüber Störungen sind, spielt hier die Zuverlässigkeit der Datenübertragung eine tragende Rolle.

³Institute of Electrical and Electronics Engineers

⁴Wireless Universal Serial Bus

⁵Universal Serial Bus

Tabelle 2.1: Spezifizierte Frequenzbereiche typischer UWB-Anwendungen [Che07].

Anwendung	Frequenzbereich (GHz)
Indoor Kommunikationssysteme	3,1-10,6
Ground-penetrating Radar, wall imaging	3,1-10,6
Through-wall Abbildungssysteme	1,61-10,6
Überwachungssysteme	1,99-10,6
Medizinische Abbildungssysteme	3,1-10,6
Fahrzeugradarsysteme	22-29

Eine Übersicht über die bereits spezifizierten Einsatzgebiete und derer Frequenzbänder ist in Tabelle 2.1 zu sehen.

Bei allen Vorteilen darf man aber auch die möglichen Gefahren durch UWB-Systeme nicht ausblenden. Dies sind insbesondere mögliche Interferenzen mit existierenden Schmalbandsystemen. Es ist somit eine der Kernforderungen an UWB-Systeme, dass die Signale nicht mit existierenden Systemen wie GSM/GPRS⁶, UMTS⁷, WLAN, Bluetooth, GPS, etc. interferieren. Auf der anderen Seite müssen UWB-Systeme so robust sein, dass sie ihrerseits stabil in der Umgebung anderer Systeme arbeiten. Dabei gibt es viele Parameter, die Interferenz begünstigen könnten, z. B. die Anzahl der Störer, die Leistung, das Modulationsverfahren, die Mittenfrequenz des Schmalbandsystems oder die Pulswiederholrate des UWB-Systems. Diese „Gratwanderung“ zwischen Koexistenz mit anderen Systemen und Robustheit ist sicherlich eine der Kernpunkte, die zum Durchbruch oder zum Scheitern der UWB-Technologie führen kann und ist eine Herausforderung für Forscher und Regulierungsbehörden.

2.3 Multiband-OFDM UWB

Bei Multiband-OFDM⁸ handelt es sich um ein Multiträger-Konzept, bei dem die Daten im Frequenzmultiplexbetrieb gleichzeitig mit einer Vielzahl schmalbandig modulierter Sinusträger übertragen werden. Die private Normungsorganisation *ECMA International* hat im Dezember 2007 einen Standard definiert, der das gesamte UWB-Spektrum von 3.1 GHz bis 10.6 GHz in 14 Unterbänder von jeweils 528 MHz Bandbreite unterteilt, wobei die ersten zwölf Bänder zu vier Bandgruppen und die letzten zwei Bänder zu einer fünften Bandgruppe zusammengefasst werden. Eine sechste Bandgruppe ist innerhalb des Spektrums definiert, siehe Abb. 2.2 [Sta07]. In jedem einzelnen Subband erfolgt die Datenübertragung wie bei OFDM üblich [Här07]. Der Unterschied zu konventionellen OFDM-Systemen besteht darin, dass verschiedene Subbänder benutzt werden, wobei das Frequenzband mit jedem neu erzeugten OFDM-Symbol gewechselt wird [ST03].

⁶General Packet Radio Service

⁷Universal Mobile Telecommunications System

⁸Orthogonal frequency division multiplexing

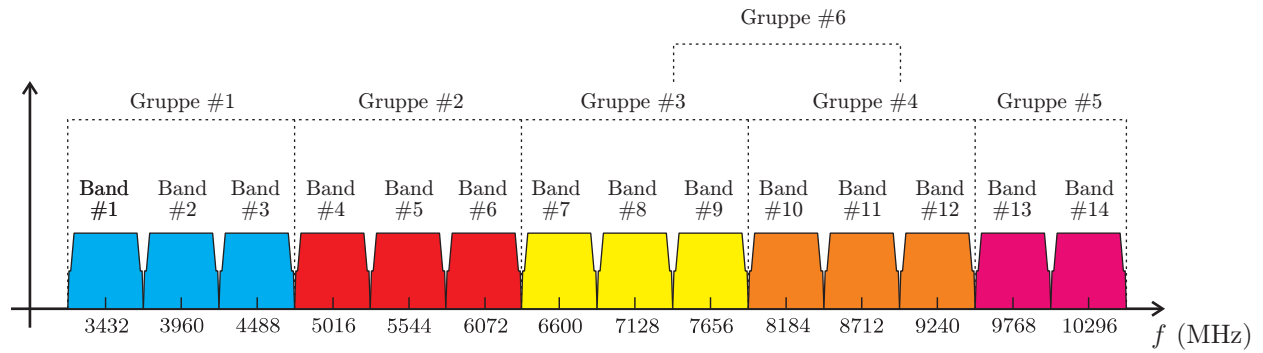


Abb. 2.2: Unterteilung des UWB-Spektrums bei Multiband-OFDM UWB, nach [Sta07].

Mathematisch lässt sich das Hochfrequenz-Sendesignal bei Multiband-OFDM für UWB folgendermaßen darstellen [IEE04]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} r_n(t - n \tau_{\text{Sym}}) e^{j2\pi f_n t} \right\}, \quad (2.3.1)$$

wobei $r_n(t)$ das komplexe Basisbandsignal des n ten OFDM-Symbols beschreibt, welches im Intervall von 0 bis τ_{Sym} ungleich Null ist. N ist die Anzahl der Symbole, τ_{Sym} ist das Symbolintervall und f_n die Mittenfrequenz des n ten Bandes. Für die Trägerfrequenz gilt

$$f_n = (2904 + 528 \cdot n) \text{ MHz} \quad \text{mit} \quad n = 1 \dots 14$$

Ein klarer Vorteil der Multiband Modulation ist, dass bestimmte Unterbänder vollständig unterdrückt werden können. Das ist dann sinnvoll, wenn die Gefahr für Interferenz mit anderen Systemen besteht. Auf diese Weise könnten z.B. Unterbänder im Bereich von WLAN-Frequenzen vermieden werden. Die industrielle Forschung und Entwicklung konzentriert sich derzeit hauptsächlich auf Multiband-UWB.

2.4 Impuls-UWB

Impuls-UWB ist eine Zeitbereichsbetrachtung, bei der Informationen mittels zeitlich sehr kurzer Pulse übertragen werden. Form und Breite des Pulses definieren dabei die Bandbreite, die vom Signal beansprucht wird. Das enorm breite UWB-Spektrum erlaubt Pulsbreiten im Bereich von einigen zehn Picosekunden, sodass die Pulswiederholrate, zumindest theoretisch, mehrere Gigapulse pro Sekunde sein kann.

Diese Art der Datenübertragung benötigt keine sinusförmige Trägerfrequenz, da der Puls selbst sehr gute Ausbreitungseigenschaften besitzt. Daher wird die Information in einer Serie von Pulsen im Basisband übertragen.

Das unmodulierte übertragene Signal kann unter Vernachlässigung von Antennen- und Kanaleigenschaften wie folgt beschrieben werden [Ree05]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n p(t - nT_f), \quad (2.4.1)$$

wobei A_n die Amplitude des n ten Pulses, $p(t)$ die Pulsform und T_f die Pulswiederholperiode beschreiben.

Die zurzeit in der Literatur am meisten verwendete Pulsform ist die des Gaußpulses und dessen n te Ableitung. Analytisch lässt sich ein Gaußpuls wie folgt beschreiben:

$$p_0(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(t-T_0)^2/(2\sigma^2)}, \quad (2.4.2)$$

mit σ für die Standardabweichung und T_0 für die zeitliche Verschiebung des Gaußpulses. Das entsprechende Spektrum erhält man durch Fouriertransformation und ergibt

$$P_0(\omega) = e^{-\omega^2 \frac{\sigma^2}{2}} e^{-j\omega T_0}. \quad (2.4.3)$$

Basierend auf dieser Grundform kann ein Puls der Form

$$p_n(t) = A_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} e^{-(t-T_0)^2/(2\sigma^2)} \quad \text{mit} \quad n \in \mathbb{N}_0, \quad (2.4.4)$$

definiert werden, wobei A_n eine Konstante ist und die Amplitude des Pulses beschreibt. Die entsprechenden Spektren der Gaußpulse lassen sich aus Gl. 2.4.3 ableiten und darstellen, gemäß

$$P_n(\omega) = E_n (j\omega)^n e^{-\omega^2 \frac{\sigma^2}{2}} e^{-j\omega T_0}, \quad (2.4.5)$$

mit E_n für die Amplitude des Spektrums. Die Breite T_P des Gaußpulses ist in dem Intervall definiert, indem 99,99% der Gesamtenergie enthalten sind [CLU99]. Daher gilt für $T_0 = 0$:

$$\frac{\int_{-T_P/2}^{T_P/2} |p_n(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |p_n(t)|^2 dt} = 0,9999 \quad (2.4.6)$$

Durch Iteration lässt sich mit dieser Gleichung die Pulsbreite T_P approximieren.

Beispiele für den Gaußpuls und seine Ableitungen sind in Abb. 2.3a zu sehen; die korrespondierenden Spektren sind in Abb. 2.3b dargestellt. Der Parameter σ wurde jeweils so gewählt, dass die FCC-Maske so gut wie möglich ausgefüllt wird. Man erkennt anhand des Spektrums, dass der fundamentale Gaußpuls $p_0(t)$ für praktische Anwendungen nicht infrage kommt, da er den größten Spektralanteil bei $f = 0$ GHz besitzt und daher sehr ineffizient abgestrahlt würde. Weiter fällt auf, dass bei der Bildung höherer Ableitungen der Puls im Zeitbereich breiter und das Spektrum schmaler wird. Ab der vierten Ableitung des Gaußpulses befindet sich dessen Spektrum näherungsweise vollständig innerhalb der FCC-Maske, weshalb diese Pulsform in dieser Arbeit verwendet wird. In der Literatur werden häufig die Pulse erster und zweiter Ableitung diskutiert und *Gaussian monocycle* bzw. *Gaussian doublet* genannt [AGG04]. Des Weiteren werden in der Literatur andere Pulsformen, wie etwa Hermite Pulse oder gaußförmig modulierte Sinuspulse erwähnt [GMK04; Ree05], worauf hier jedoch nicht weiter eingegangen werden soll.

Um Informationen mittels Impuls-UWB zu übertragen, müssen die Datenworte entsprechend moduliert werden. In der Literatur werden dazu einige einfache Modulationsmethoden aufgeführt [GMK04]: Bei der PPM⁹ besitzt eine binäre 0 eine andere Zeitdifferenz als

⁹Pulse position modulation

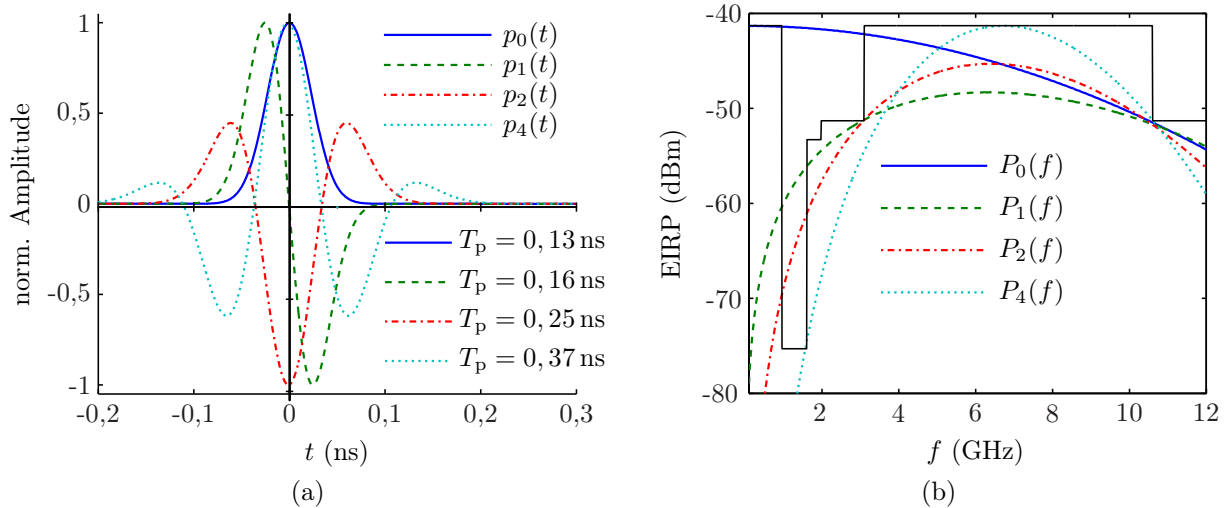


Abb. 2.3: Impuls-UWB: (a) Zeitbereichsdarstellung des Gaußpulses und seiner Ableitungen sowie (b) die entsprechenden Spektren innerhalb der FCC-Maske.

eine binäre 1, wodurch beide voneinander unterscheidbar werden. PAM¹⁰ ist eine Methode, bei der die Amplitude der digitalen Einheit variiert wird. Beim OOK¹¹ wird nur eine binäre Einheit, etwa die 1, durch einen Puls repräsentiert. Erscheint zu einer festgelegten Zeit kein Puls, so entspricht dies der binären 0. Schließlich gilt es noch die BPM¹² zu nennen, bei der der Puls invertiert wird. Die Vor- und Nachteile der einzelnen Modulationsmethoden werden in der Literatur ausführlich behandelt und sollen hier nicht weiter vertieft werden.

2.5 Ultrabreitbandiger Kanal

Der Kanal drahtloser Kommunikationssysteme repräsentiert die auftretenden Effekte im Raum zwischen Sender und Empfänger unter Berücksichtigung von Reflexion, Beugung, Absorption, Streuung und Verzerrung, falls das Signal auf Wände oder Gegenstände trifft. Wie auch bei anderen Kommunikationssystemen ist es der Kanal, der die Leistungsfähigkeit limitiert, weshalb die Kenntnis dessen Einflussnahme in die Systemperformance unabdingbar ist.

Die Modellbildung eines UWB-Kanals ist in der Wissenschaft ein recht neues Gebiet und ist bei Weitem noch nicht abgeschlossen. Der größte Unterschied zwischen einem UWB-Kanal und einem Schmalbandkanal ist sicherlich, dass bei Ersterem die Frequenzabhängigkeit der Wellenausbreitung sowie die der Reflexion und Beugung an Objekten nicht einfach vernachlässigt werden können. Der UWB-Kanal ist damit eine allgemeinere Beschreibung, aus dem der Schmalbandkanal extrahiert werden kann [DKM⁺06, Kapitel 2].

Abb. 2.4 zeigt, wie Mehrwege in einem Raum zustande kommen, wenn der Sender (Tx) und der Empfänger (Rx) räumlich voneinander getrennt sind. Neben dem direkten Pfad

¹⁰Pulse amplitude modulation

¹¹On-off keying

¹²Bi-phase modulation

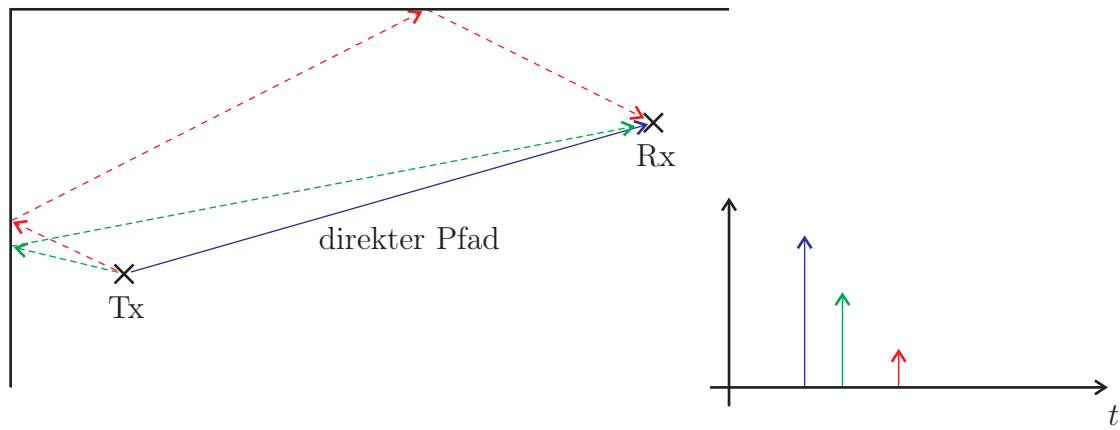


Abb. 2.4: Typischer Mehrwegekanal in der Ebene, bei dem das gesendete Signal nicht nur den direkten Pfad zum Empfänger nimmt, sondern auch Pfade nach ein oder mehreren Reflexionen an Wänden oder Gegenständen.

können auch Pfade nach ein oder mehreren Reflexionen an Wänden oder Gegenständen auftreten. Falls der Reflexionskoeffizient des reflektierenden Objektes frequenzabhängig ist, kommt es zu Verzerrungen des Signals, ebenso ist eine Änderung der Polarisation denkbar. Wird ein Signal durch ein Objekt transmittiert, z. B. durch eine dünne Wand, so treten Beugungseffekte auf. Reflexionspfade sind länger als der direkte Pfad, d. h., deren Signale erscheinen zeitlich verzögert am Empfänger. Des Weiteren führt jede Reflexion und Transmission zu einer Dämpfung des Signals, sodass der direkte Pfad (LOS¹³), falls vorhanden, die größte Signalamplitude aufweist.

Die Impulsantwort des UWB-Kanals in der Ebene kann mathematisch wie folgt beschrieben werden:

$$h_c(\varphi_t, \varphi_r, t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) * \delta(t - \tau_l) \cdot \delta(\varphi_t - \varphi_{t,l}) \delta(\varphi_r - \varphi_{r,l}), \quad (2.5.1)$$

wobei α_l die Impulsantwort des l ten Pfades beschreibt, die gemäß der effektiven Pfadlänge um τ_l zeitlich verzögert wird. Darüberhinaus beschreiben $\varphi_{t,l}$ den Abstrahlwinkel und $\varphi_{r,l}$ den Empfangswinkel des l ten Pfades.

Kanalmodellierung kann grundsätzlich auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen [DKM⁺06, Kapitel 2]:

- Deterministische Kanalmodellierung:

Bei dieser Art der Modellierung wird eine spezielle Umgebung so genau wie möglich im Modell nachgebildet, um ein realistisches Bild des Kanals zu erhalten, sowohl qualitativ als auch quantitativ. Dazu müssen die Geometrie der Umgebung und die elektromagnetisch relevanten Parameter der Wände, Decken und Objekte bekannt sein. Der Kanal wird dann auf Basis der Maxwell'schen Gleichungen berechnet. Diese sehr genaue aber zeitaufwendige Methode ist erst in den letzten Jahren populär geworden, nachdem die Rechenleistung moderner Computer zur Verfügung steht. Die Kanalsimulation mit dieser Methode wird in der Literatur meistens als *Raytracing* bezeichnet, [MFKW06].

¹³Line-of-sight

- Stochastische Kanalmodellierung:

Hierbei wird versucht, typische Kanaleigenschaften zu modellieren, ohne Berücksichtigung der speziellen räumlichen Umgebung. Die Charakteristik des Kanals wird aus den Erkenntnissen aus Messungen und Experimenten gewonnen und entsprechend mathematisch beschrieben. Diese Methode ist schnell aber sehr ungenau, wenn es um die Beschreibung einer speziellen räumlichen Umgebung geht. Des Weiteren sind in diesem Modell keine Winkelinformationen enthalten, wie in Gl. 2.5.1 beschrieben.

Basierend auf einem stochastischen Kanalmodell von [SV87] hat ein Unterausschuss der IEEE 802.15.3a Arbeitsgruppe im Februar 2003 ein UWB-Kanalmodell in einem technischen Report präsentiert [Foe03], [MFP03]. Darin werden vier verschiedene Kanalcharakteristiken berücksichtigt, abhängig vom Abstand zwischen dem Sender und Empfänger und der Art der Übertragung, entweder LOS oder NLOS¹⁴. Die typischen Parameter sind in einer Tabelle zusammengefasst, darüber hinaus lassen sich mit dem beigefügten Matlab-Skript die einzelnen Kanäle generieren.

In der Literatur werden UWB-Systeme oft als „immun“ gegen Mehrwegepfade bezeichnet [GMK04]. Diese Annahme basiert darauf, dass zwei aufeinanderfolgende kurze Pulse im Empfänger separierbar sind, falls sie nicht überlappen. In diesem Fall könnten, zumindest theoretisch, die Mehrwegekomponenten der Impulsantwort herausgefiltert werden oder alternativ, die Signale mittels sogenannter Rake Empfänger konstruktiv überlagert werden. In realer Indoor-Umgebung sind jedoch mehrere Hundert Mehrwegepfade zu erwarten, und da die Ausbreitungszeit eines UWB-Kanals größer als die Symbollänge ist, sind Intersymbolinterferenzen sehr wahrscheinlich [DKM⁺06, Kapitel 2.8]. Diese führen zur Verschlechterung der Systemempfindlichkeit bzw. zu einer Erhöhung der BER¹⁵.

Eine sinnvolle Ergänzung oder Alternative kann die räumliche Filterung der Signale durch Strahlformung bieten, was durch den Einsatz von Gruppenantennen erreicht wird. Da hierzu die räumliche Information der abgestrahlten oder empfangenen Signale notwendig ist, kommt zur Systemsimulation nur das deterministische Kanalmodell infrage.

2.6 Ultrabreitbandige Antennen

Die Antenne ist ein kritisches Element in einem UWB-System, weil sie für das zu übertragende Signal wie ein Filter wirkt [OHI04, Kapitel 6]. Im Gegensatz zu Schmalbandantennen, bei denen sämtliche Parameter wie Gewinn oder Anpassung bei nur einer Frequenz zu optimieren sind, müssen bei UWB-Antennen jene Größen im gesamten Spektrum betrachtet werden. Darüber hinaus können bei UWB-Antennen andere Parameter eine entscheidende Rolle spielen, die bisher in der klassischen Antennentheorie ohne Bedeutung waren. Einer dieser „neuen“ Parameter ist die Linearität der Phase der Übertragungsfunktion, die eine Aussage über die Verzerrung des Signals durch die Antenne erlaubt. Insgesamt kann man ohne Weiteres behaupten, dass die Antenne eine besondere Herausforderung im Entwicklungsprozess eines UWB-Systems darstellt.

¹⁴Non-Line-of-sight

¹⁵Bit error rate

2.6.1 Anforderungen und Parameter

Die Frage, welche Eigenschaften eine „geeignete“ UWB-Antenne ausmachen, hängt zunächst einmal davon ab, ob das UWB-System multibandbasiert oder pulsbasiert ist. Bei einem Multiband System besitzt jedes Unterband eine Bandbreite von ca. 500 MHz. Innerhalb eines jeden Unterbandes ist das System „nur“ breitbandig und die Linearität spielt eine untergeordnete Rolle. Deshalb ist hier hauptsächlich eine konstante Übertragungsfunktion bzw. Gewinn und Reflexion über den betrachteten Frequenzbereich zu erzielen [Che07, Kapitel 7.2].

Für pulsbasierte Systeme ist von entscheidender Bedeutung, dass die Antenne den gesendeten und empfangenen Puls so wenig wie möglich verzerrt. Deshalb sollte eine ideale UWB-Antenne das Signal mit konstanter Amplitude und linear in der Phase übertragen. Gerade bei UWB-Antennen für pulsbasierte Anwendungen bietet sich die Beschreibung direkt im Zeitbereich durch die Impulsantwort der Antenne an. Grundsätzlich ist aber die Beschreibung sowohl im Frequenzbereich als auch im Zeitbereich möglich, da beide Formen durch die Fouriertransformation miteinander verknüpft sind. Für Antenneningenieure ist vielleicht der Frequenzbereich das vertrautere Gebiet. Allerdings lassen sich anhand der Impulsantwort viele Eigenschaften, welche die Pulsübertragung betreffen, direkt interpretieren.

Die Entwicklung und Untersuchung von UWB-Antennen hat seit der Reglementierung des Frequenzbandes durch die FCC rasant zugenommen. Theoretische Grundlagen findet man bereits in „klassischen“ Lehrbüchern wie [Bal05, Kapitel 11], [Kra97, Kapitel 15], welche die Grundlage für viele Veröffentlichungen bieten. Viele dieser traditionellen Konzepte liefern Antennen, die sich „multi-schmalbandig“ verhalten [Sch03], jedoch nicht ein Signal kohärent im betrachteten Frequenzbereich übertragen. Dies ist aber notwendig, um kurze Pulse zu übertragen und ist deshalb ein weiterer Aspekt, der neue Anforderungen an das Antennendesign stellt. Eine gute Gegenüberstellung von verschiedenen Typen von Antennen, die sich unterschiedlich gut für UWB-Anwendungen eignen, wurde von [Che07, Kapitel 7.2] zusammengestellt. Eine weitere Übersicht vieler Breitbandantennen und deren Eignung für pulsbasierte Übertragung wurde von [GDT⁺06] ausgearbeitet.

Da die Charakterisierung der Antenne für multibandbasierte Systeme mit „klassischen“ Methoden der Antennentheorie erfolgen kann, wird in dieser Arbeit der Fokus auf Antennen für pulsbasierte UWB-Systeme und deren Beschreibung im Zeitbereich gelegt, Kapitel 4.2.

2.7 Zusammenfassung

Die UWB-Technologie liefert eine vielversprechende und zukunftsweisende Basis für viele unterschiedliche Anwendungsbereiche aus Radar, Lokalisierung und Kommunikation. Zur Nutzung der enormen Bandbreite werden im Wesentlichen zwei Möglichkeiten diskutiert: das trägerbasierte Multiband-OFDM Konzept und Impuls-UWB, bei dem Informationen trägerlos mittels kurzer Pulse übertragen werden. Bei beiden Ansätzen gibt es Vor- und Nachteile, Impuls-UWB stellt jedoch höhere Anforderungen an ein Konzept zur ultrabreitbandigen Strahlformung. Daher wird in den folgenden Kapiteln dieser Arbeit der Fokus auf Impuls-UWB gelegt. Die Übertragung der Ergebnisse auf Multiband-OFDM für UWB ist jedoch ohne Weiteres möglich.

Schmalbandige Gruppenantennen

Dieses Kapitel soll einen kurzen Überblick über Gruppenantennen, deren Anwendung und die Berechnung entsprechender Strahlungsdiagramme vermitteln. Hier geht es zunächst ausschließlich um die „klassische“ schmalbandige Strahlformung, entweder analog mittels Phasenschieber oder digital durch Signalverarbeitung. Dabei werden die für diese Arbeit relevanten linearen und zirkularen Gruppenantennen näher betrachtet und entsprechende Berechnungsgrundlagen geliefert. Zum Schluss wird auf einige Besonderheiten bei aktiven Gruppenantennen eingegangen.

3.1 Strahlformung und Diversität

Antennen mit hoher Direktivität strahlen elektromagnetische Energie konzentriert in eine bestimmte Raumrichtung ab. Wenn eine solche Antenne nun mechanisch rotierbar gelagert ist und sich dadurch die Hauptstrahlrichtung oder Hauptkeule der Antenne drehen lässt, hat man es im weitesten Sinne bereits mit Strahlformung zu tun. Im Allgemeinen ist das Strahlungsdiagramm eines einzelnen Antennenelementes jedoch relativ breit und weist damit eine niedrige Richtcharakteristik auf. Die Halbwertsbreite eines Hertzschen Dipols etwa beträgt 90° . Dies lässt sich verkleinern, indem das Antennenelement vergrößert wird. Dadurch entstehen jedoch weitere Keulen im Strahlungsdiagramm, wodurch wiederum Leistung in ungewünschte Richtungen abgestrahlt wird. Andere Antennentypen, wie Hornantennen weisen zwar eine recht ausgeprägte Richtcharakteristik auf, sie sind jedoch groß und teuer. Vom praktischen Interesse in der Radartechnik waren lange Zeit mechanisch rotierbare Reflektorantennen [Sko90, Kapitel 6].

Eine andere Möglichkeit, definierte Hauptkeulen und Strahlungsdiagramme zu erzeugen, ist die Kombination mehrerer Einzelantennen zu einer Antennengruppe. Dazu werden mehrere, meist identische, Einzelantennen in einer bestimmten Matrix angeordnet, was als Gruppenantenne (engl. antenna array) bezeichnet wird. Der Abstand zwischen den

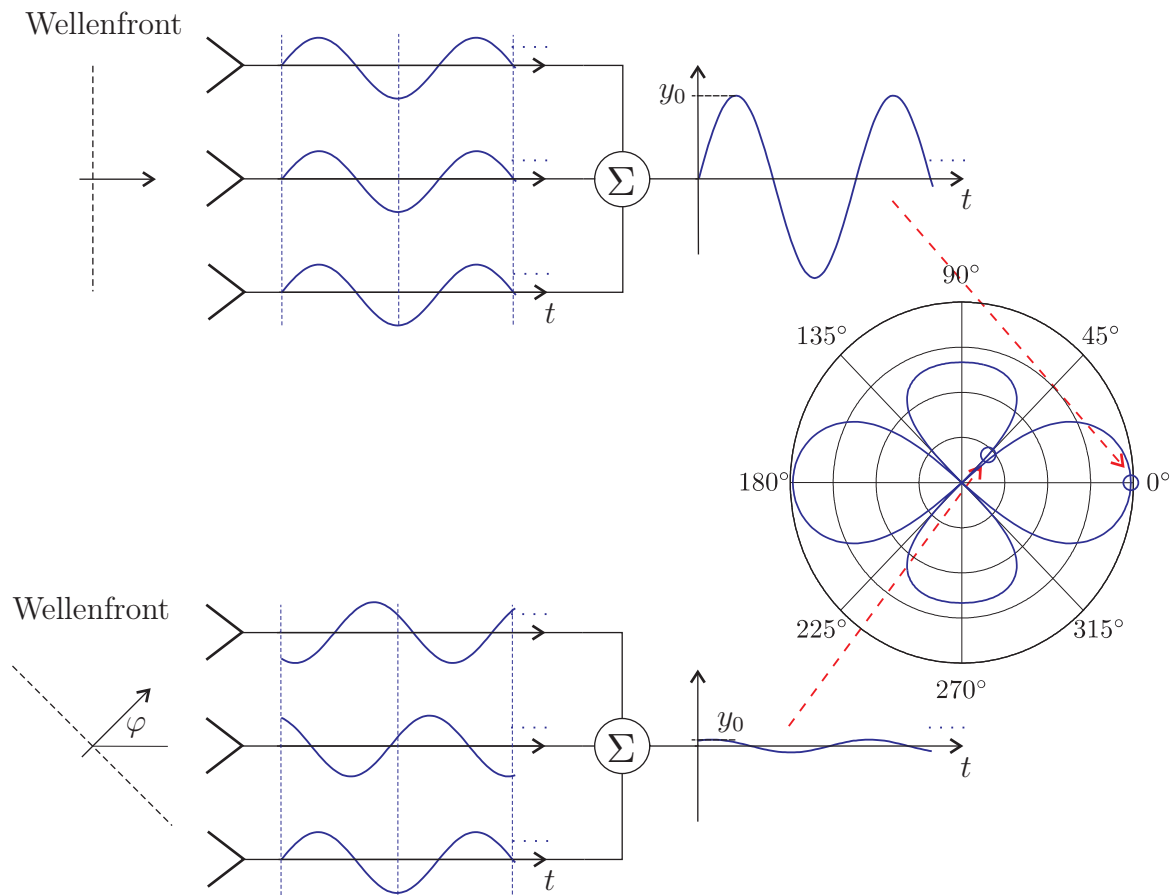


Abb. 3.1: Prinzip der Signalüberlagerung im Zeitbereich

Einzelementen ist so zu wählen, dass Kohärenz zwischen den Signalen besteht. Das aus der Gruppenantenne resultierende Feld ergibt sich aus der Superposition der Felder der Einzelemente, die sich je nach Lage der Antennen relativ zueinander konstruktiv und destruktiv überlagern können. Bei konstruktiver Überlagerung der Felder aus einer bestimmten Richtung, ergibt sich eine hohe Direktivität, bei destruktiver Überlagerung entsteht eine Nullstelle im Strahlungsdiagramm. In Abb. 3.1 ist das Prinzip der Überlagerung sinusförmiger Signale an einer linearen Gruppenantenne im Empfangsfall dargestellt. Trifft die Welle parallel zur Ausrichtung der Gruppenantenne, so gibt es keine Phasenverschiebung zwischen den Signalen der Einzelemente und die Summation ergibt ein Maximum. Anders verhält es sich, wenn die Welle unter einem Winkel φ auf die Gruppenantenne trifft und somit zeitversetzt von den Einzelementen empfangen wird. Je nach Einfallswinkel führt die Phasenverschiebung zwischen den Signalen dazu, dass sich positive und negative Anteile gegenseitig aufheben. Bei diesem Winkel weist das Strahlungsdiagramm eine Nullstelle auf. Durch mechanische Rotation kann für eine gegebene Gruppenantenne die Hauptkeule nun in eine beliebige Richtung gedreht werden, was als mechanische Strahlformung bezeichnet wird. Die Zeitkonstante bei der mechanischen Strahlformung liegt allerdings mindestens im Bereich von Sekunden, was für viele Anwendungen zu langsam ist. Von besonderem Interesse ist daher die elektronische Strahlformung, bei der die Signale vor der Summation zeitlich verzögert werden, um den Phasenunterschied auszugleichen. Konventionell verwendet man bei schmalbandigen Systemen dazu sogenannte Phasenschieber.

3.1.1 Typische Anwendungen

Elektronische Strahlformung spielt eine wichtige Rolle in vielen drahtlosen Anwendungsgebieten, sowohl in der Telekommunikation als auch bei Radaranwendungen, wobei Letzteres bis heute zweifelsfrei das Haupteinsatzgebiet für Strahlformung jeglicher Art ist [DPG⁺98; Mil05]. Zunehmend spielt Strahlformung aber auch in Kommunikationssystemen eine wichtige Rolle, etwa um die Kanalkapazität und Reichweite zu erhöhen oder um das Problem der Mehrwegeausbreitung zu minimieren. Solche Antennensysteme werden in der Literatur häufig als „intelligente Antennen“ (engl. Smart antennas) bezeichnet, was daher rührt, dass die Signale der Einzelelemente adaptiv, meist mit digitalen Signalprozessoren, weiterverarbeitet werden. Häufig geht es hierbei jedoch nicht um Strahlformung sondern um Diversität, bei der die statistische Unabhängigkeit der Signale der Einzelelemente genutzt wird. Aus dieser Idee heraus sind in den letzten Jahren sogenannte MIMO¹-Systeme entstanden, bei denen sowohl empfangs- als auch sendeseitig Gruppenantennen verwendet werden.

Im Folgenden sind einige typische und repräsentative Anwendungen elektronischer Strahlformung zusammengestellt:

- Radar:
Phasengesteuerte Gruppenantennen werden in der Radartechnik seit Anfang der 1960er Jahre eingesetzt [DPG⁺98, Kapitel 11], als es möglich wurde, Phasenschieber in hoher Qualität kommerziell herzustellen. Aktuelle Beispiele: AWACS² mit 4000 Einzelelementen oder MEADS³ [KSTF03], ein taktisches Luftverteidigungssystem, dass mittels phasengesteuerter Gruppenantennen mehrere Hundert Ziele quasi gleichzeitig erfassen soll.
- Sonar:
Anwendungsgebiete z. B. Überwachung oder Verfolgung von U-Booten oder Beobachtung von seismischen Vorgängen.
- Biomedizin:
Ultraschall-Strahlformung [KLI06] oder MIST⁴ [BLHVV03] zur Detektion der zurückgestreuten Energie. Letzteres ist gleichzeitig ein Anwendungsbeispiel für UWB.
- Drahtlose Kommunikation:
Anwendungen gibt es sowohl in der terrestrischen als auch satellitenbasierten drahtlosen Kommunikation. Beispiele: Uplink und Downlink Strahlformung beim Mobilfunk, Anwendungen unter dem Stichwort „Smart antennas“. Als sehr aktuelles Beispiel ist sicherlich der neue WLAN-Standard IEEE 802.11n zu nennen [Met06]. Eine weitere Anwendung ist die Lokalisierung und Detektion von Personen oder Gegenständen [CYH02].

Weitere Beispiele und Übersichten findet man in einschlägiger Literatur zum Thema Gruppenantennen [LL96; Vis05; God97b; KBB⁺05; AG05; DPG⁺98].

¹Multiple Input Multiple Output

²Airborne warning and control system

³Medium extended air defense system

⁴Microwave imaging with space-time

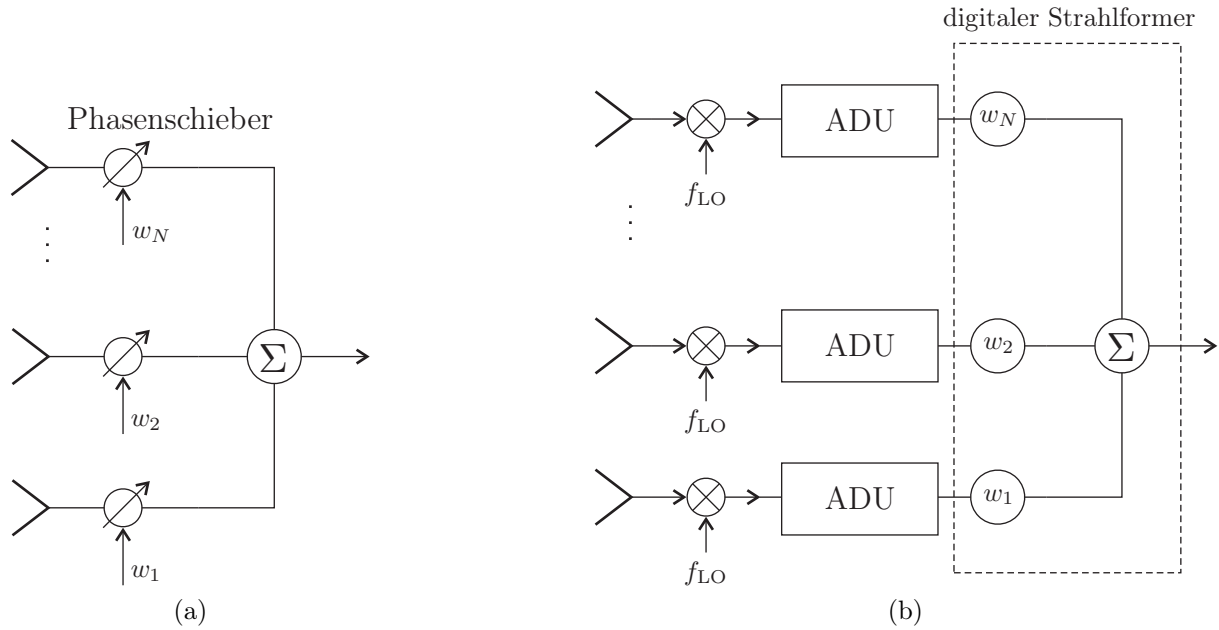


Abb. 3.2: (a) Analoge Strahlformung mittels Phasenschieber. (b) Digitale Strahlformung mit Lokaloszillatoren, ADU und digitaler Signalverarbeitung.

3.2 Analoge und digitale Strahlformung

Wie bereits erwähnt, können durch die Kontrolle der Phasendifferenz zwischen den Antennenelementen der Gruppe, Signale aus beliebigen Richtungen konstruktiv überlagert werden. Damit kann die Hauptkeule in eine beliebige Richtung gesteuert werden kann. Dies kann *analog* mittels Phasenschieber oder *digital* mittels Signalverarbeitung erfolgen.

Bei der analogen Strahlformung wird jedes Antennenelement separat mit einem elektronisch steuerbaren Phasenschieber versehen, der die Phase des Signals an der jeweiligen Antenne kontrolliert, siehe Abb. 3.2a. Der Transmissionskoeffizient S_{21} eines Phasenschiebers lässt sich auf Basis von Abb. 3.3a darstellen als

$$S_{21} \propto e^{-j\beta l} = e^{-j2\pi f \sqrt{\epsilon \mu} l}, \quad (3.2.1)$$

wobei l für die Länge der Strecke zwischen Tor 1 – 1' und 2 – 2' steht. Gl. 3.2.1 zeigt alle möglichen Parameter auf, die zur Veränderung der Phase beitragen können [Vis05, Kapitel 7.4].

- **Phasenverschiebung durch Längenänderung:**
Dazu werden meist unterschiedlich lange Leitungsabschnitte verwendet, die digital angesteuert werden können, siehe Abb. 3.3b am Beispiel eines 4-Bit Phasenschiebers. Die Schalter in jedem Abschnitt wechseln jeweils zwischen einer kurzen Leitung die 0° repräsentiert und einer längeren Leitung, die der diskreten Phasenverschiebung entspricht. Auf diese Weise lassen sich insgesamt 16 verschiedene Phasen einstellen, von 0° bis $337,5^\circ$ in $22,5^\circ$ -Schritten. Als Schalter werden meistens PIN⁵-Dioden verwendet; die Leitungen werden häufig in Mikrostreifentechnik realisiert.
- **Phasenverschiebung durch Frequenzänderung:**
Durch Änderung der Frequenz ändert sich die elektrische Länge einer Leitung, was

⁵Positive Intrinsic Negative

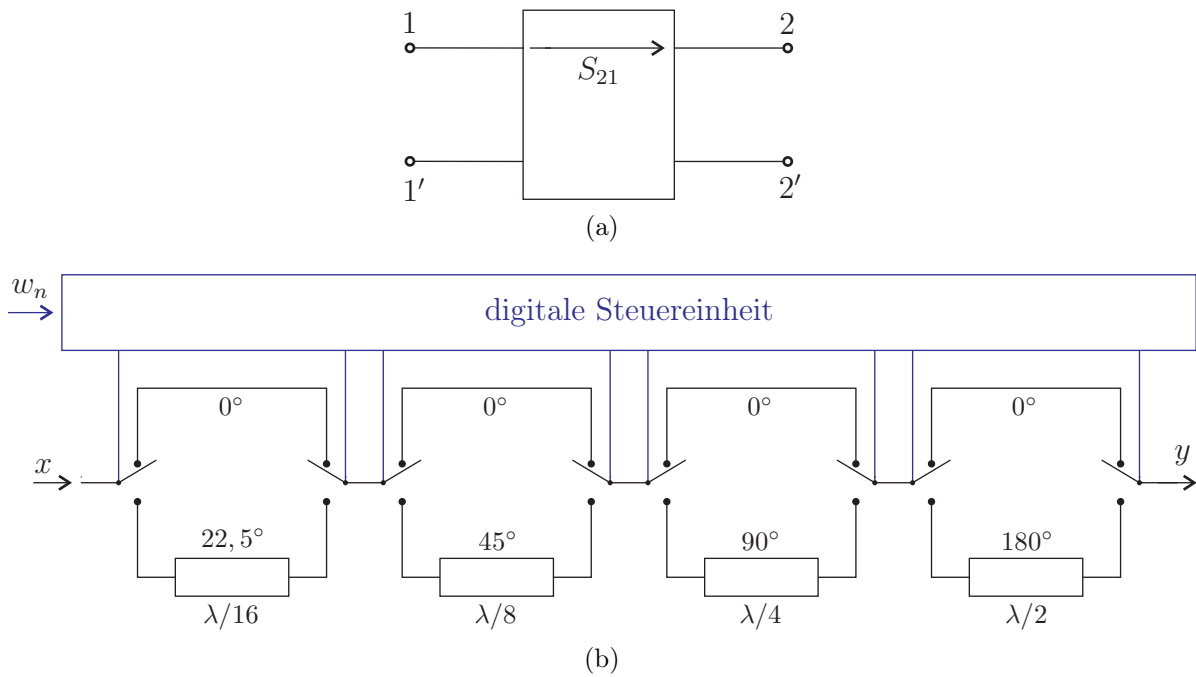


Abb. 3.3: Analoges Phasenschieber, als (a) Zweitor in S-Parameter Darstellung, (b) kaskadierte, 4-Bit-Ausführung auf der Basis von Längenänderung (nach [Vis05]).

eine Phasenänderung hervorruft. Anwendung findet dies bei seriell gespeisten Gruppenantennen mit äquidistantem Elementabstand. Die physikalische Länge der Speiseleitungen wird bei einer Mittenfrequenz so dimensioniert, dass die Hauptkeule breitseitig zur Gruppe ausgerichtet ist. Durch Änderung der Frequenz wird die Hauptkeule in Umgebung dieser Grundausrichtung geschwenkt.

- **Phasenverschiebung durch Änderung der Permittivität oder Permeabilität:**
Eine Änderung der Permittivität kann durch Verwendung von ferroelektrischen Materialien erreicht werden, bei denen die Permittivität eine Funktion des elektrischen Feldes ist. Genauso kann bei Verwendung von ferromagnetischen Materialien durch Anlegen eines magnetischen Feldes die Permeabilität verändert werden. Die bekannteste Form, der sogenannte Reggia-Spencer Phasenschieber, verwendet einen ferromagnetischen Stab in einem Wellenleiter, der wiederum mit einer Spule umgeben ist. Durch Änderung des Stromes durch die Spule verändern sich das Magnetfeld und somit auch die Permeabilität in dem Stab.

Phasenschieber können also sowohl kontinuierlich variabel sein, sodass die Hauptkeule kontinuierlich in jede Richtung gesteuert werden kann, als auch diskret, wodurch nur bestimmte diskrete Winkel angesteuert werden können. Die notwendigen Gewichtungskoeffizienten w_n zur Einstellung der jeweiligen Phasen werden für eine bestimmte Hauptstrahlrichtung berechnet und dann in entsprechende Kontrollsignale umgerechnet, welche die Phasenschieber ansteuern. Ein Leistungskoppler addiert die phasenverschobenen Einzelsignale schließlich zusammen. Im Empfangsfall bedeutet dies, dass die Signale der Einzelelemente kohärent addiert werden, falls sie aus der richtigen Raumrichtung φ kommen. Im Sendefall werden die Signale durch ein Speisetzwerk geformt, wodurch der Hauptstrahl in die gewünschte Raumrichtung φ gelenkt wird.

Bei der digitalen Strahlformung werden die Empfangssignale der Antennen nach dem Heruntermischen auf eine Zwischenfrequenz mittels ADU digitalisiert, wodurch die Phasen-

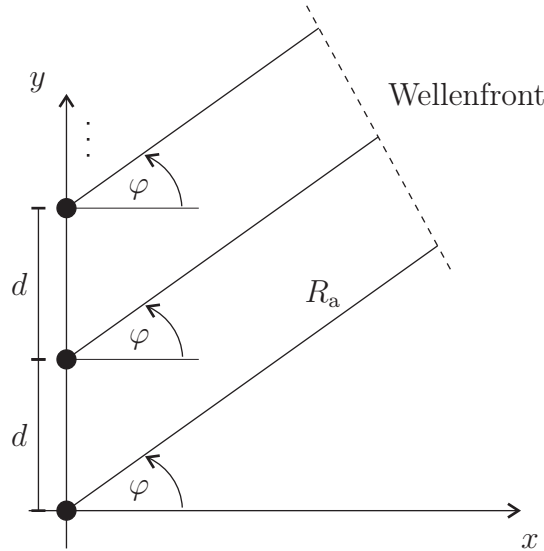


Abb. 3.4: Anordnung einer linearen Gruppenantenne und Berechnungsgrundlage des Gruppenfaktors unter Fernfeldbedingung.

und Amplitudengewichtung und die Summation der Signale vollständig digital erfolgen können, siehe Abb. 3.2b. Der Vorteil durch digitale Strahlformung liegt auf der Hand: Sobald die empfangenen Signale digital vorliegen, steht die gesamte Bandbreite der digitalen Signalverarbeitung zur Verfügung.

Der Einsatz digitaler Technologie bei der Strahlformung bietet einige Vorteile bzgl. Flexibilität, Zuverlässigkeit und Wiederholbarkeit: Strahlform und Strahlrichtung können sehr schnell (im Intervall des Taktgebers) verändert werden. Auch die Bildung mehrerer Hauptkeulen ist mit einer einzigen Gruppe möglich. Des Weiteren können Phasen- und Amplitudenfehler leichter erkannt und korrigiert werden [DPG⁺98, Kapitel 11.8]. Aus diesen Gründen geht der Trend bei der Strahlformung schmalbandiger Gruppenantennen eindeutig in Richtung digitaler Strahlformung.

3.3 Strahlungsdiagrammsynthese

3.3.1 Lineare Gruppenantennen

Abb. 3.4 zeigt eine lineare Gruppenantenne mit N Antennenelementen und äquidistantem Abstand d , angeordnet entlang der y -Achse eines kartesischen Koordinatensystems. Es wird vorausgesetzt, dass es sich um identische Einzelelemente handelt und keine Verkopplung zwischen ihnen besteht. Zur Vereinfachung soll die Beschreibung der linearen Gruppenantenne ausschließlich in der azimutalen Ebene (xy -Ebene) erfolgen. Unter der Annahme, dass alle Elemente gleich gewichtet und deren Phasen identisch sind, berechnet sich das resultierende elektrische Feld $\mathbf{E}(R_a, \varphi)$ im Fernfeld zu

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(R_a, \varphi) &= \mathbf{E}_0(R_a, \varphi) \left\{ 1 + e^{j(kd \sin \varphi)} + e^{j2(kd \sin \varphi)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \sin \varphi)} \right\} \quad (3.3.1) \\ &= \mathbf{E}_0(R_a, \varphi) \sum_{n=0}^N e^{jn(kd \sin \varphi)}, \end{aligned}$$

wobei $\mathbf{E}_0(R_a, \varphi)$ das elektrische Fernfeld im Abstand R_a eines Einzelelementes und k die Wellenzahl ist. Anhand Gl. 3.3.1 lässt sich erkennen, dass sich das Gesamtfeld $\mathbf{E}(R_a, \varphi)$ aus dem Produkt des elektrischen Feldes des Einzelelementes am Koordinatenursprung und einem sogenannten Gruppenfaktor $\tilde{F}(\varphi)$ ergibt, gemäß

$$\mathbf{E}(R_a, \varphi) = \mathbf{E}_0(R_a, \varphi) \cdot \tilde{F}(\varphi) \quad \text{mit} \quad \tilde{F}(\varphi) = \sum_{n=0}^N e^{j(n-1)(kd \sin \varphi)}. \quad (3.3.2)$$

Durch die folgenden Parameter lässt sich das Strahlungsdiagramm nun beeinflussen:

1. Strahlungsdiagramm des Einzelelementes
2. Abstand zwischen den Antennenelementen
3. Amplituden- und Phasengewichtung der Einzelelemente

Da der Gruppenfaktor nicht vom Strahlungsdiagramm der Einzelelemente abhängt, kann für dessen Berechnung angenommen werden, dass die Gruppe aus Isotropstrahlern (Punktstrahler) besteht.

3.3.2 Phasengewichtung

Wie in Abschnitt 3.2 bereits verdeutlicht, lässt sich die Richtung der Hauptkeule durch eine geeignet gewählte Phasendifferenz ψ zwischen den Einzelelementen verändern. Der Gruppenfaktor lässt sich dann folgendermaßen darstellen:

$$F(\varphi) = \sum_{n=0}^N e^{j(n-1)(kd \sin \varphi + \psi)}. \quad (3.3.3)$$

Soll nun die Hauptkeule in Richtung φ_0 zeigen, muss folgende Bedingung gelten:

$$kd \sin \varphi_0 + \psi = 0 \quad \Rightarrow \quad \psi = -kd \sin \varphi_0 \quad (3.3.4)$$

Damit lässt sich Gl. 3.3.3 darstellen, gemäß

$$F(\varphi) = \sum_{n=0}^N w_n e^{j(n-1)(kd \sin \varphi)} \quad \text{mit} \quad w_n = e^{-j(n-1)(kd \sin \varphi_0)}, \quad (3.3.5)$$

wobei w_n der komplexe Gewichtungsfaktor des n ten Einzelelementes ist.

Eine wichtige Größe bei der Dimensionierung einer Gruppenantenne ist die Halbwertsbreite (HPBW⁶) der Hauptkeule. Die Grenzen werden durch den Abfall der Feldstärke um 3 dB bestimmt. Die HPBW hängt von der Länge der Gruppe und der Richtung der Hauptkeule ab. Für eine lange ($Nd \gg \lambda$), gleichmäßig angeregte lineare Antennengruppe kann die HPBW angenähert werden durch [ST98, Kapitel 3.2.2]:

$$\text{HPBW} \approx 0,886 \frac{\lambda}{Nd} \cos \varphi_0 \quad (\text{Hauptkeule breitseitig zur Gruppe}) \quad (3.3.6)$$

$$\text{HPBW} \approx 2 \sqrt{0,886 \frac{\lambda}{Nd}} \quad (\text{Hauptkeule längsseitig zur Gruppe})$$

⁶Half-power beamwidth - Halbwertsbreite

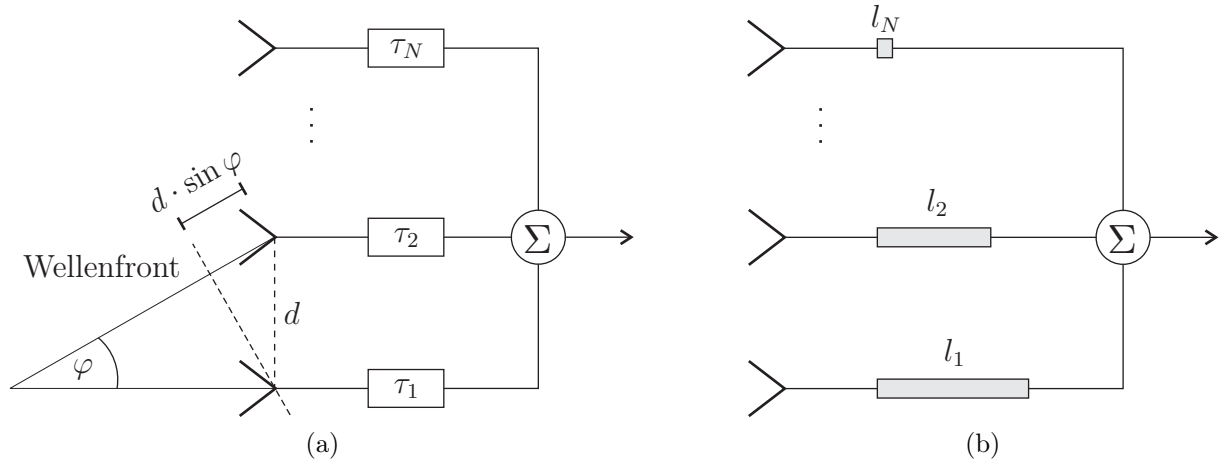


Abb. 3.5: (a) Prinzip der Strahlformung mittels Verzögerungselemente. (b) Technische Realisierung durch Verzögerungsleitungen.

Gl. 3.3.6 ist zu entnehmen, dass die HPBW nicht konstant ist, sondern von breitseitiger (engl. broadside) zu längsseitiger (engl. endfire) Hauptstrahlrichtung breiter wird, was in der Praxis zu berücksichtigen ist.

Eine zweite wichtige Größe ist das Niveau der Nebenzipfel und insbesondere das der Nebenzipfel neben der Hauptkeule. Bei einer gleichmäßig angeregten, hinreichend großen Gruppenantenne liegt dieses Niveau bei etwa $-13,26$ dB relativ zum Maximum.

Eine dritte Eigenschaft bei Gruppenantennen ist das Auftreten von sogenannten „Grating Lobes“, weitere Keulen im Strahlungsdiagramm mit gleich hohem Niveau wie die Hauptkeule. Diese treten auf, wenn der Elementabstand größer oder gleich der Wellenlänge ist ($d \geq \lambda$). Damit solche Grating Lobes vollständig unterdrückt sind ($-13,26$ dB), wird meistens ein Elementabstand gleich der halben Wellenlänge gewählt ($d = \lambda/2$).

3.3.3 Phasengewichtung mittels Verzögerungsleitungen

Eine Phasendifferenz im Frequenzbereich bedeutet eine Zeitdifferenz oder Zeitverzögerung im Zeitbereich. Das bedeutet, die Signale treffen zeitlich verzögert auf die einzelnen Antennenelemente, wie in Abb. 3.5a dargestellt. Hier trifft die Welle zuerst auf das erste Antennenelement und um eine Zeitdifferenz t_0 auf das zweite Antennenelement. Das n te Antennenelement wird nach $(n-1)t_0$ von der Welle erreicht. Die räumliche Zeitdifferenz t_0 ist eine Funktion des Einfallswinkels und des Elementabstands und berechnet sich zu

$$t_0 = \frac{d}{c_0} \sin \varphi. \quad (3.3.7)$$

Man beachte, dass für Winkel $-\pi < \varphi < 0$ die räumliche Zeitdifferenz t_0 negative Werte annimmt, was mathematisch korrekt aber unphysikalisch ist. Eine physikalische Lösung kann durch entsprechende Fallunterscheidung des Winkels erreicht werden

$$t_{0,n} = \begin{cases} (n-1) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi \geq 0 \\ (N-n) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi. \quad (3.3.8)$$

Die jeweilige räumliche Zeitdifferenz kann nun für einen bestimmten Einfallswinkel φ_0 durch Verzögerungselemente τ_n (engl. TTD) hinter jedem Antennenelement wieder ausgeglichen werden mit

$$\tau_n = \begin{cases} (N - n)\tau_0 & \text{falls } \varphi \geq 0 \\ (n - 1)\tau_0 & \text{falls } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad \tau_0 = \frac{d}{c_0} |\sin \varphi_0| ; \quad n = 1 \dots N. \quad (3.3.9)$$

d. h., die längste Verzögerung erfährt das Signal hinter dem Antennenelement, auf dem die Welle zuerst trifft und keine Verzögerung hinter dem letzten Element.

Technisch lässt sich die gewünschte Phasendifferenz mittels unterschiedlich langer Verzögerungsleitungen realisieren. Hinter jedem Antennenelement befindet sich eine Verzögerungsleitung der Länge l_n , siehe Abb. 3.5b. Der Transmissionskoeffizient einer verlustlosen, idealen Leitung der Länge l beträgt

$$S_{21} = e^{-j2\pi \frac{l}{\lambda}} = e^{-j \frac{2\pi}{c_0} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}} f l}, \quad (3.3.10)$$

mit $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ für die effektive Dielektrizitätskonstante der Leitung. Die Länge der Leitung ist eine Funktion der gewünschten Verzögerung τ_n , also

$$l_n = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \tau_n = \begin{cases} (N - n) \frac{d |\sin \varphi_0|}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} & \text{falls } \varphi \geq 0 \\ (n - 1) \frac{d |\sin \varphi_0|}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} & \text{falls } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad n = 1 \dots N. \quad (3.3.11)$$

3.3.4 Amplitudengewichtung

Mittels geeigneter Fensterfunktionen (engl. window functions) ist es möglich, die Amplituden der komplexen Gewichtungskoeffizienten w_n zu kontrollieren. Dadurch lässt sich im Wesentlichen die Breite der Hauptkeule und das Niveau der Nebenzipfel kontrollieren. Gängige, aus der Nachrichtentechnik bekannte, Fensterfunktionen sind [AG05, Kapitel 2.5]: Rechteckfenster, Hamming-Fenster, Hanning-Fenster, Bartlett-Fenster, Kaiser-Fenster sowie Dolph-Tschebyscheff-Fenster. Im Folgenden soll nur kurz auf die praktische Verwendung von Fenster-Funktionen am Beispiel des Dolph-Tschebyscheff-Fensters im Vergleich zum Rechteckfenster eingegangen werden. Für eine detaillierte Beschreibung im Zusammenhang mit Gruppenantennen sei auf die Literatur verwiesen [Bal05, Kapitel 7], [AG05, Kapitel 2.5], [Orf04, Kapitel 19].

Bei einem Rechteckfenster sind alle Koeffizienten w_n gleich gewichtet und die Berechnung des Gruppenfaktors erfolgt nach Gl. 3.3.5. Das Dolph-Tschebyscheff-Fenster hat im Bezug auf Gruppenantennen eine besondere praktische Bedeutung, weshalb diese auch Dolph-Tschebyscheff Gruppe genannt wird [Bal05, Kapitel 6.8].

Die meisten Strahlungsdiagramme haben die stärksten Nebenzipfel direkt neben der Hauptkeule, während die weiter entfernten Nebenzipfel stärker gedämpft sind. Dabei besteht ein enger Zusammenhang zwischen der Breite der Hauptkeule und dem Niveau der nächsten Nebenzipfel. Eine höhere Dämpfung der Nebenzipfel führt zu einer Aufweitung der Hauptkeule. Die Anwendung des Dolph-Tschebyscheff-Fensters führt nun dazu, dass

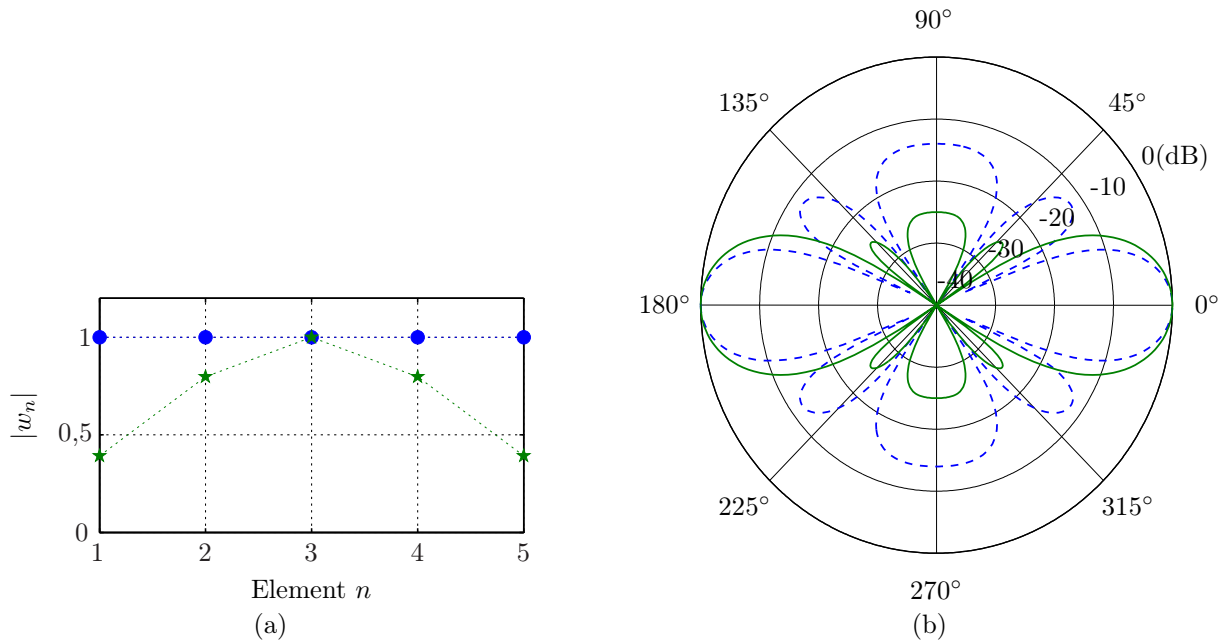


Abb. 3.6: (a) Betrag der Gewichtungskoeffizienten einer 5-Element Gruppenantenne bei Verwendung eines Rechteckfensters (blaue Kreise) und eines Dolph-Tschebyscheff-Fensters (grüne Pentagramme). (b) Vergleich der entsprechenden Strahlungsdiagramme.

alle Nebenzipfel gleich gedämpft werden, wodurch die Hauptkeule nicht so stark aufgeweitet wird. Das Niveau der annähernd gleich gedämpften Nebenzipfel relativ zur Hauptkeule wird künftig SLL⁷ genannt.

Die Berechnung der komplexen Gewichtungskoeffizienten w_n erfolgt als eine Funktion des minimal gewünschten SLLs und lassen sich mithilfe von Tchebyscheff-Polynomen berechnen. Abb. 3.6 zeigt den Unterschied zwischen der Verwendung eines Rechteckfensters und eines Dolph-Tschebyscheff-Fensters anhand einer 5-Element Gruppe mit $d = \lambda/2$ Elementabstand. Links ist der Betrag der jeweiligen Gewichtungskoeffizienten dargestellt, rechts die entsprechenden Strahlungsdiagramme. Die Gewichtungskoeffizienten für das Dolph-Tschebyscheff-Fenster wurden berechnet für einen SLL = -25 dB. Wie zu erwarten war, ist die Hauptkeule bei Anwendung des Dolph-Tschebyscheff-Fensters etwas breiter im Vergleich zum Rechteckfenster, dafür sind die Nebenzipfel deutlich stärker gedämpft.

3.3.5 Nullstellen-Steuerung

Neben der Hauptkeule ist es auch möglich, ein oder mehrere Nullstellen eines Strahlungsdiagramms zu steuern. Dies ist etwa nützlich, um unerwünschte Störsignale, die aus anderen Richtungen als das Nutzsignal kommen, auszublenden.

Zur Berechnung der Gewichtungskoeffizienten w_n einer Gruppenantenne mit N Elementen und i unterschiedlichen Nullstellen ist folgendes Gleichungssystem zu lösen [God97a]:

$$\begin{aligned} w^H \mathbf{S}_0 &= 1 & \text{mit} & \quad \mathbf{S}_0 = [1, e^{jkd \sin \varphi_0}, \dots, e^{jkd(n-1) \sin \varphi_0}]^T, \quad n = 1 \dots N \\ w^H \mathbf{S}_i &= 0, & \text{mit} & \quad \mathbf{S}_i = [1, e^{jkd \sin \varphi_i}, \dots, e^{jkd(n-1) \sin \varphi_i}]^T, \quad i \in \mathbb{N}, \end{aligned} \quad (3.3.12)$$

⁷Sidelobelevel

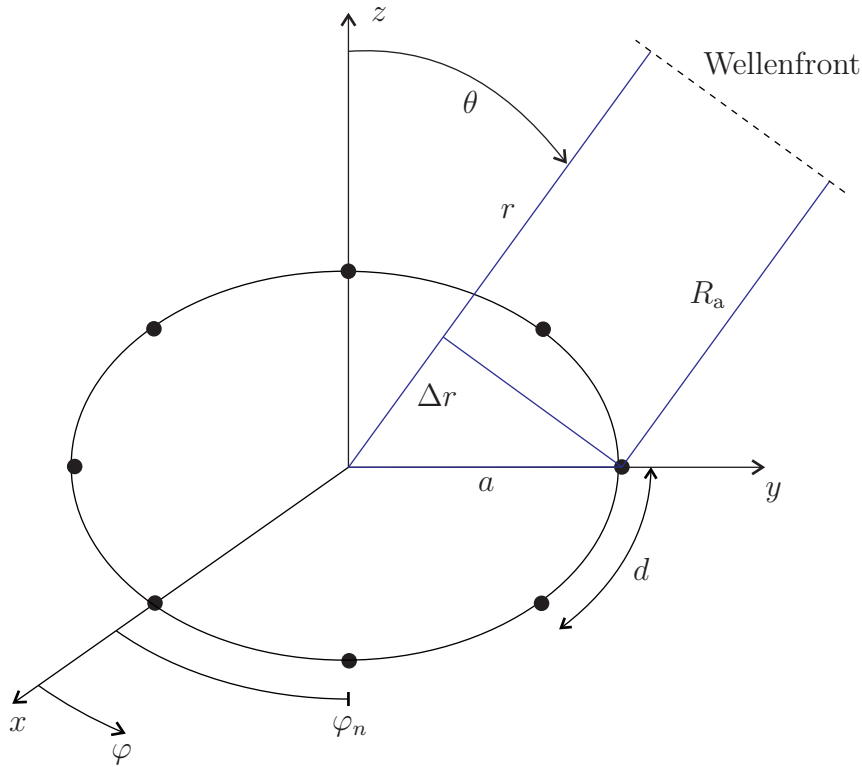


Abb. 3.7: Anordnung einer zirkularen Gruppenantenne und Berechnungsgrundlage des Gruppenfaktors unter Fernfeldbedingung.

wobei $(\cdot)^H$ die konjugiert komplexe Transponierte bezeichnet und \mathbf{S}_0 und \mathbf{S}_i die Steuervektoren in Richtung der Hauptkeule sowie in die Richtungen der Nullstellen φ_i beschreiben. Die Lösung des Gleichungssystems aus Gl. 3.3.12 kann je nach Anforderung analytisch oder numerisch gefunden werden [God97a], [Van02, Kapitel 3.7].

3.3.6 Zirkulare Gruppenantenne

Lineare Gruppenantennen weisen im praktischen Gebrauch je nach Anwendung entscheidende Nachteile auf: Die Breite der Hauptkeule nimmt mit größer werdendem Winkel zu (siehe Gl. 3.3.6), sodass der Anwender praktisch auf einen Winkelbereich innerhalb von $\pm 60^\circ$ beschränkt ist [IB05]. Aus diesen Gründen spielen zirkulare Gruppenantennen, bei der die Antennen entlang eines Ringes angeordnet sind, eine große praktische Rolle, insbesondere in den Anwendungen, wo es um Rundumstrahlung geht, also um Winkelbereiche zwischen $\pm 180^\circ$.

Die Grundlage zur Berechnung des zirkularen Gruppenfaktors ist in Abb. 3.7 zu sehen, in dem N Isotropstrahler im gleichen Abstand entlang eines Ringes mit dem Radius a in der xy -Ebene angeordnet sind. Das elektrische Fernfeld lässt sich gemäß Gl. 3.3.2 berechnen, wobei sich der Gruppenfaktor $F(\theta, \varphi)$ entsprechend Abb. 3.7 wie folgt berechnen lässt [Ma74, Kapitel 3.2]:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N w_n e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)}, \quad (3.3.13)$$

wobei φ_n die Winkelposition des n ten Elementes bestimmt, gemäß

$$\varphi_n = 2\pi \left(\frac{n}{N} \right).$$

Um die Hauptkeule des Strahlungsdiagramms in eine bestimmte Richtung (θ_0, φ_0) zu lenken, muss der Gewichtungskoeffizient w_n bestimmt werden zu

$$w_n = e^{-jka \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)}. \quad (3.3.14)$$

Der optimale Radius einer zirkularen Gruppenantenne hängt von der Frequenz und der Anzahl der Antennenelemente ab. Dabei kommt es auch hier auf den Elementabstand d an, der für die meisten Anwendungen so gewählt wird, dass keine Grating Lobes im Strahlungsdiagramm entstehen. Bei einer linearen Gruppenantenne ist dieser Abstand deshalb maximal $\lambda/2$, siehe Kapitel 3.3.2. Abb. 3.7 zeigt den Elementabstand entlang des Kreisumfangs. Damit lässt sich der Radius ausdrücken als [IB04]

$$\begin{aligned} a &= \frac{Nd}{2\pi} \quad \text{mit} \quad d = \frac{c_0}{2f} \\ &= \frac{c_0}{4\pi} \frac{N}{f}. \end{aligned} \quad (3.3.15)$$

Der Radius der zirkularen Gruppenantenne hat in der Praxis entscheidenden Einfluss darauf, welche Antennen verwendet werden können. Aus Gl. 3.3.15 ergibt sich beispielsweise bei einer Frequenz von $f = 10$ GHz und $N = 8$ Antennenelementen ein Radius von gerade einmal 2 cm.

Vergleicht man lineare und zirkulare Gruppenantennen, so stellen sich folgende Unterschiede heraus [DPG⁺98, Kapitel 11A]:

- Die Strahlrichtung (θ_0, φ_0) ist bei zirkularen Gruppenantennen frequenzunabhängig.
- Die Halbwertsbreite ist bei zirkularen Gruppenantennen unabhängig von der Strahlrichtung in der Azimutalebene, hängt aber stärker von der Frequenz ab als bei linearen Gruppenantennen.
- Die Unterdrückung von Nebenzipfeln ist bei linearen Gruppenantennen im Allgemeinen besser.
- Die Auswahl der infrage kommenden Antennenelemente ist bei zirkularen Gruppenantennen aufgrund der Begrenzung in zwei Dimensionen (Breite und Tiefe) sehr eingeschränkt.

3.3.7 Weitere Geometrien für Gruppenantennen

Viele andere geometrische Anordnungen von Einzelantennen in einer Gruppe sind oder werden immer noch untersucht. Zwei entscheidende Typen, lineare und zirkulare Gruppenantennen, sind in diesem Kapitel bereits diskutiert worden und bilden eine wichtige Basis für diese Arbeit. Eine weitere Gruppe, die in dieser Arbeit aber nicht weiter betrachtet wird, ist die rechteckige Gruppenantenne (engl. rectangular array) oder auch planare Gruppenantenne (engl. planar array), bei der die Einzelantennen entlang eines rechteckigen Gitters angeordnet sind [Bal05, Kapitel 6.10]. Rechteckige Gruppenantennen sind vielseitiger und ermöglichen die Strahlformung in alle Raumrichtungen, was für Radaranwendungen interessant sein kann.

Sämtliche andere Antennenanordnungen kann man als Variation oder Mischform der linearen, zirkularen und planaren Gruppenantennen betrachten. Darunter etwa die elliptische Gruppenantenne [Ma74, Kapitel 3.3], die planar-zirkulare Gruppenantenne [Bal05, Kapitel 16.12] oder die dreieckig bzw. quadratisch angeordnete lineare Gruppenantenne [IB05]. Andere Anordnungen sind in Einzelaufsätzen zu finden, sollen hier aber nicht weiter aufgeführt werden.

3.4 Direktivität, Gewinn und G/T von Gruppenantennen

Die Direktivität D einer Antenne ist definiert als das Verhältnis der Strahlungsintensität in eine gegebene Richtung (θ_0, φ_0) zur gemittelten Strahlungsintensität über alle Richtungen [Bal05, Kapitel 2.6]. Die gesamte abgestrahlte Leistung P_{rad} erhält man durch Integration der Strahlungsintensität über eine sphärische Oberfläche. Davon abgeleitet, ist die gemittelte Strahlungsintensität gleich dem Verhältnis der gesamten abgestrahlten Leistung durch den Faktor 4π . Formal kann dieses Verhältnis ausgedrückt werden durch

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{U(\theta_0, \varphi_0)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta_0, \varphi_0)}{P_{\text{rad}}}. \quad (3.4.1)$$

Dieser Zusammenhang lässt sich für die Direktivität einer Gruppenantennen übernehmen, wobei hier die Leistungsdichte bei einem bestimmten Winkel durch die gesamte, über eine sphärische Oberfläche integrierte Leistungsdichte geteilt wird. Die Leistungsdichte wird durch den Gruppenfaktor $F(\theta, \varphi)$ ausgedrückt. Das Ergebnis ist die Direktivität der Gruppenantenne auf der Basis idealer isotroper Antennenelemente

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{4\pi |F(\theta_0, \varphi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\theta, \varphi)|^2 \cos \varphi d\varphi d\theta}. \quad (3.4.2)$$

Von Interesse ist im Allgemeinen die Direktivität bezogen auf die Hauptkeule der Gruppenantenne, sodass die Richtung (θ_0, φ_0) der Richtung der Hauptkeule entspricht. Für eine lineare Gruppenantenne vereinfacht sich der Ausdruck unter Berücksichtigung der Rotationssymmetrie zu

$$\begin{aligned} D(\varphi_0) &= \frac{2|F(\varphi_0)|^2}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\varphi)|^2 \cos \varphi d\varphi} \\ &= \frac{2 \left| \sum_{n=1}^N w_n \right|^2}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\varphi)|^2 \cos \varphi d\varphi} \end{aligned} \quad (3.4.3)$$

Abb. 3.8a zeigt die Direktivität einer linearen Gruppenantenne als Funktion des normierten Elementabstands für eine unterschiedliche Elementanzahl. Die Richtung der Hauptkeule ist breitseitig. Aus dem Graphen geht hervor, dass für den Elementabstand $d = 0, 5\lambda$

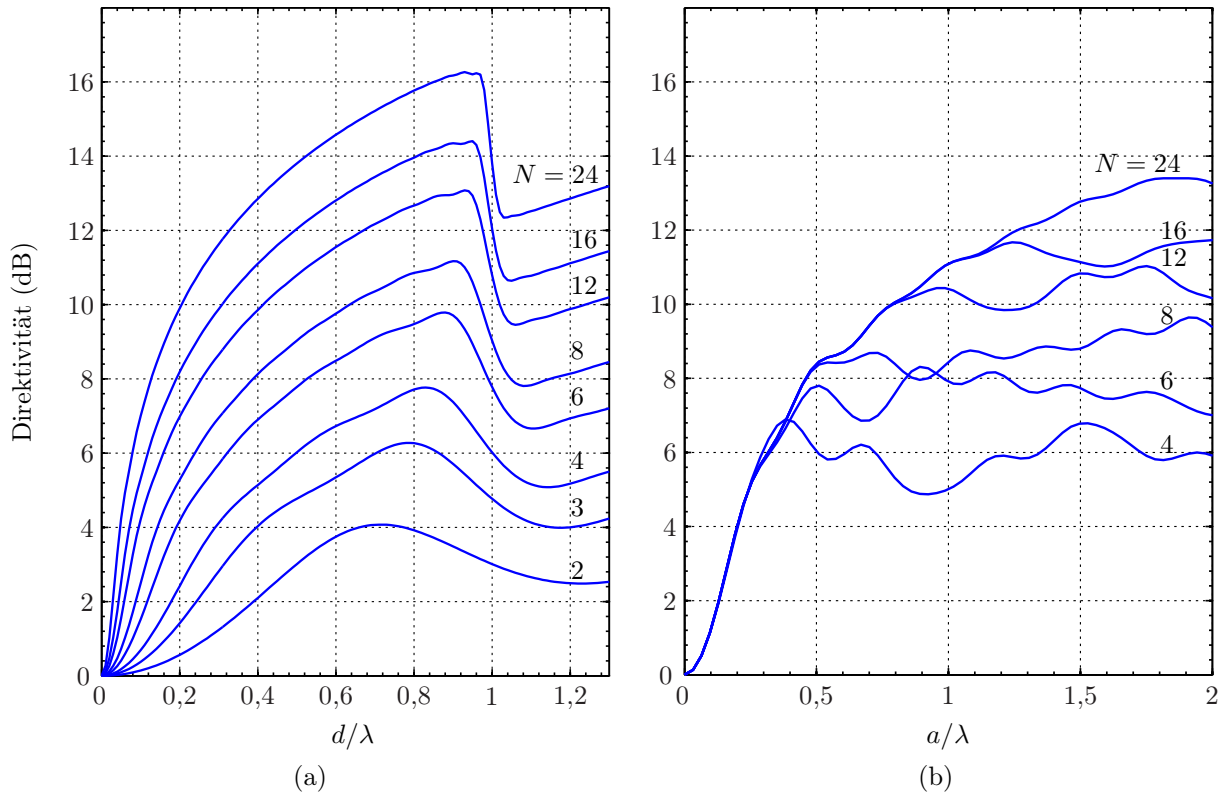


Abb. 3.8: (a) Direktivität einer linearen Gruppenantenne, nach [Han98, Kapitel 2.4], (b) Direktivität einer zirkularen Gruppenantenne.

und Vielfache davon, die Direktivität gleich der Anzahl der Elemente N ist. Also durch Verdopplung der Anzahl der Elemente lässt sich auch die Direktivität verdoppeln. Für große Elementanzahl N weist die Direktivität ein Maximum unterhalb von $d = \lambda$. Die Direktivität strebt hier gegen den Grenzwert $2N$. Für andere Hauptkeulenrichtungen werden die Kurven in Abb. 3.8a zu kleineren Abständen gestaucht. Für die längsseitige Ausrichtung (endfire) ergibt sich eine Halbierung der Abstände, sodass für den Elementabstand $d = 0,25\lambda$ die Direktivität gleich der Anzahl der Elemente N ist und das Maximum unterhalb von $d = 0,5\lambda$ erreicht wird.

Für die Berechnung der Direktivität einer zirkularen Gruppenantenne wird die Gl. 3.4.2 mit dem Gruppenfaktor aus Gl. 3.3.13 benutzt. Das Ergebnis dieser Berechnung ist in Abb. 3.8b als Funktion des normierten Radius und der Anzahl der Elemente dargestellt. Die Hauptkeule zeigt in die Richtung eines Elementes ($\theta_0 = 90^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$). Man erkennt, dass für große Radien ($a \rightarrow \infty$) die Direktivität gegen N strebt. Lokale Maxima werden für sehr unterschiedliche Radien erreicht und hängen darüber hinaus von der Richtung der Hauptkeule ab [Ma74, Kapitel 3.2].

Gewinn einer Gruppenantenne

Der Gewinn einer Gruppenantenne lässt sich analog zum Gewinn eines Einzelelementes beschreiben, also aus dem Produkt der Direktivität und dem Wirkungsgrad. Um nur den Gewinn des Gruppenfaktors zu erhalten, also exklusive dem des Antennenelementes, wird hier die Direktivität der Gruppenantenne mit dem Verlust der Gruppe multipliziert,

gemäß

$$G(\varphi_0) = L_G D(\varphi_0). \quad (3.4.4)$$

Der Verlust der Gruppe L_G beschreibt sämtliche Verluste der Gruppenantenne. Diese setzen sich zusammen aus

1. Verluste durch das Strahlformungsnetzwerk,
2. Verluste durch den Leistungsteiler/summierer und
3. Verluste durch Verkopplung.

Verluste durch Fehlanpassung sowie ohmsche Verluste der Antennenelemente sind hier bewusst nicht der Gruppenantenne zugeordnet, da sie durch den Gewinn des Einzelelementes ausgedrückt werden können. Angenommen das passive Strahlformungsnetzwerk ist verlustlos und die Antennenabstände sind $d = 0,5 \lambda$, dann ergibt sich nach Abb. 3.8a die bekannte Beziehung für den Gewinn einer Gruppenantenne von $G(\varphi_0) = N$.

Gewinn einer aktiven Gruppenantenne

Bei einer aktiven Gruppenantenne ist jedes Antennenelement mit ein oder mehreren aktiven Elementen zur Strahlformung versehen. In der Vergangenheit spielte dies hauptsächlich bei phasengesteuerten Radarsystemen eine Rolle, um Verluste im Speisennetzwerk zu kompensieren [DPG⁺98, Kapitel 11.8]. Heute ist bei sehr vielen Anwendungen aus Radar und Kommunikation digitales Strahlformen der Stand der Dinge, und auch hier hat man es im engeren Sinne mit aktiven Gruppenantennen zu tun. Jedes Antennenelement ist hier mit unterschiedlichen Verstärkern, Konvertern und schließlich den ADUs versehen. Der Gewinn einer aktiven Gruppenantenne lässt sich berechnen nach

$$G(\varphi_0) = G_{\text{akt}} D(\varphi_0), \quad (3.4.5)$$

wobei G_{akt} den Verstärkungsgewinn der aktiven Elemente der Gruppenantenne beschreibt.

Die Frage nach dem Gewinn einer aktiven Gruppenantenne ist nicht eindeutig definiert [Kra00], vor allem, weil nicht klar ist, welche Elemente des Systems zum Gewinn beitragen. So ist etwa fraglich, ob der Gewinn eines Leistungsverstärkers zum Gewinn des Antennensystems beiträgt oder nicht [Lee93]. Eine andere Unstimmigkeit bei der Definition des Gewinns ergibt sich bei der digitalen Signalverarbeitung. Hier wird häufig ein Gewinn von N^2 angegeben, wenn die Gruppenantenne aus N Elementen besteht, obwohl gemäß der Leistungserhaltung der Gewinn höchstens N sein kann. Das rührt daher, dass bei der Summation in der digitalen Signalverarbeitung häufig die Signalamplituden addiert werden und nicht die Leistungen. Bei korrekter Anwendung der Definition der Direktivität in Gl. 3.4.1 wird die Art die Signalsummation, ob amplituden- oder leistungsbasiert, jedoch herausgekürzt, da sie sowohl im Nenner als auch im Zähler auftaucht. Somit ist die Direktivität einer Gruppenantenne unabhängig von Verlusten oder Verstärkungen. Der Gewinn einer Gruppenantenne kann durch Erhöhung der Signalamplitude, also durch Verstärkung, nach Gl. 3.4.5 aber durchaus erhöht werden, wie es von aktiven Antennen zu erwarten ist.

G/T einer aktiven Gruppenantenne

Eine andere Größe bei aktiven Antennen, die aber nur selten diskutiert wird, ist das Verhältnis des Gewinns der aktiven Gruppenantenne zur effektiven Rauschtemperatur

des Systems, kurz G/T . Dieses lässt sich definieren als [Kra00]

$$\frac{G}{T} = \frac{D}{T_A + T_{\text{akt}} + T_{\text{Rec}}/G_{\text{akt}}}, \quad (3.4.6)$$

mit T_A , T_{akt} und T_{Rec} für die effektive Rauschtemperatur der Antennenelemente, der aktiven Elemente der Gruppe sowie des Empfängers. Gl. 3.4.6 ist zu entnehmen, dass bei ausreichend hohem Gewinn der Gruppe das Gewicht der effektiven Rauschtemperatur des Empfängers sinkt. Bestimmend für das Verhältnis G/T ist nunmehr aber die effektive Rauschtemperatur der aktiven Elemente der Gruppenantenne T_{akt} , was im Entwicklungsprozess berücksichtigt werden sollte.

Bei (aktiven) Gruppenantennen kommt es also nicht alleine auf die Erhöhung des Gewinns an, sondern auch auf dessen Verhältnis zur effektiven Rauschtemperatur der Gruppe. Ein hoher Gewinn kann durch eine hohe effektive Rauschtemperatur und folglich ein schlechtes SNR⁸ nutzlos gemacht werden. Aus diesem Grund werden rauscharme Verstärker (LNA⁹) vor den aktiven Elementen der Gruppenantenne verwendet, um damit den Dynamikbereich des Systems zu verbessern.

3.5 Zusammenfassung

Gruppenantennen spielen in unterschiedlichen Anwendungsbereichen aus Radar, Lokalisierung und Kommunikation (zunehmend) eine wichtige Rolle. Die Strahlformung kann dabei analog mittels Phasenschieber oder digital durch Signalverarbeitung erfolgen. Im Detail wurden lineare und zirkulare Gruppenantennen diskutiert, die unterschiedliche Vor- und Nachteile aufweisen. Von besonderem Interesse ist die Direktivität und der Gewinn einer Gruppenantenne. Bei aktiven Gruppenantennen spielt auch das Verhältnis des Gewinns zur effektiven Rauschtemperatur eine Rolle.

⁸Signal-to-noise-ratio

⁹Low noise amplifier

Ultrabreitbandige Gruppenantennen

Wie die beiden vorherigen Kapitel gezeigt haben, gibt es sowohl für UWB-Systeme als auch für Gruppenantennen sehr vielfältige Anwendungen in allen drahtlosen Bereichen wie Radar, Lokalisierung und Kommunikation. Die Besonderheit bei UWB-Systemen ist, dass in dem extrem breiten Frequenzbereich die abgestrahlte Leistung unterhalb eines definierten Levels im Bereich des Rauschens liegen muss. Aus diesem Grund ist die Verwendung von sehr effektiven Antennen oder die Verwendung mehrerer Antennen in einem System eine wichtige Möglichkeit, mit den vorhandenen Rahmenbedingungen auszukommen [DKM⁺06, Kapitel 5.3]. Des Weiteren gelten natürlich auch für UWB-Systeme alle genannten Vorteile, die Gruppenantennen bieten, wie etwa die Erhöhung der Kanalkapazität und Reichweite, Strahlformung, Nullstellenformung, usw., sodass eine Kombination aus beiden Gebieten, künftig UWB-Gruppenantenne genannt, eine der zukünftigen Herausforderungen sein dürfte.

„Klassische“ Gruppenantennenkonzepte sind extrem frequenzabhängig, weshalb sie sich nicht für UWB-Systeme eignen, wie Kapitel 4.1 zeigen soll. Allerdings kann man sich die Unterschiede bei der Superposition von kurzen Pulsen im Vergleich zu kontinuierlichen sinusförmigen Signalen zunutze machen. Während bei Letzterem die Signale an den einzelnen Antennenelementen immer interferieren, können kurze Pulse sich auch nicht interferierend überlagern, siehe Kapitel 4.2. Basierend auf dieser Eigenschaft ist ein UWB-Strahlformungskonzept mit Verzögerungselementen, auch TTD-basierte Strahlformung genannt, denkbar [Hus02; DiD02; Kai04], [DKM⁺06, Kapitel 5.3]. Es wurden auch schon einige technische Realisierungen für variable Verzögerungsleitungen vorgestellt, etwa von [BH04; CLY⁺06; RKNH06].

TTD-basierte Strahlformung ist leider wenig flexibel und weist einige Nachteile auf. Strahlungsdiagrammsynthese, wie man es aus der Antennentheorie kennt, ist nicht möglich. Die Frage ist also, welche Eigenschaften ein Strahlformungselement zur ultrabreitbandigen Strahlformung besitzen muss. Bei der Schmalband-Strahlungsdiagrammsynthese verwendet man komplexe Gewichtungselemente, die die Phase und evtl. die Amplitude einstellen.

Etwas Ähnliches benötigt man auch für UWB-Strahlungsdiagrammsynthese, nur muss die Phase und Amplitude über einen sehr großen Frequenzbereich eingestellt werden können. Für diesen Zweck kommen insbesondere FIR-Filter infrage, siehe Kapitel 4.3 bis 4.4.

Strahlungsdiagrammsynthese mittels FIR-Filter ist in der Forschung nicht neu, meistens spricht man von frequenzunabhängiger Strahlformung. Konzepte und Berechnungsalgorithmen dazu wurden präsentiert von [God97a; SK00; DHR04; MS05], [AG05, Kapitel 3.5]. Veröffentlichungen zur frequenzunabhängigen Strahlformung finden sich auch außerhalb von UWB-Anwendungen, z. B. in der Akustik, siehe [LW04]. Konzepte mit anderen Filterarten wurden vereinzelt untersucht, z. B. mit IIR-Filtern [GK00; FK00]. Ein weiteres interessantes Konzept, welches ohne weitere Filterelemente auskommt, sondern nur eine planare Gruppenantenne benötigt, wurde von [Gha02] vorgestellt.

In Kapitel 4.5 wird schließlich das FIR-Filter basierte Strahlformungskonzept auf andere Gruppenantennen-Geometrien angewandt, insbesondere auf eine zirkuläre Anordnung.

4.1 Verhalten von Schmalband-Gruppenantennen bei größeren Bandbreiten

Wie sich aus der Gl. 3.3.5 entnehmen lässt, erfolgt die Berechnung der Gewichtungskoeffizienten als Funktion der Frequenz. d. h., dass bei Änderung der Frequenz des Sende- oder Empfangssignals, die Gewichtungskoeffizienten neu zu berechnen sind. Geht man jedoch davon aus, dass die Gewichtungskoeffizienten *frequenzunabhängig* sind, also für alle Frequenzen dieselbe Phasendifferenz aufweisen, so wird das Strahlungsdiagramm *frequenzabhängig*, wie in Abb. 4.1 klar zu sehen ist. Der Gruppenfaktor wurde für eine lineare Anordnung mit fünf Antennenelementen berechnet, deren Abstand bei der normierten Frequenz $f = f_0$ der halben Wellenlänge entspricht. Durch Phasengewichtung wurde die Hauptkeule in die Richtung $\varphi_0 = 30^\circ$ gelenkt. Abb. 4.1a zeigt eine zweidimensionale Darstellung des Strahlungsdiagramms, wobei die Abszissenachse den Raumwinkel in azimuthaler Ebene darstellt, die Ordinatenachse die Frequenz angibt und der Betrag des normierten Gruppenfaktors durch die Farbskala zum Ausdruck gebracht wird. Abb. 4.1b zeigt das Strahlungsdiagramm für drei Frequenzen in Polarkoordinaten. In beiden Abbildungen ist klar zu erkennen, dass sich alle Parameter des Strahlungsdiagramms, wie Richtung der Hauptkeule, Breite der Hauptkeule, Lage der Nullstellen sowie Lage und Niveau der Nebenzipfel mit der Frequenz verändern.

Anders verhält es sich bei der Verwendung von Verzögerungsleitungen anstelle von Phasenschiebern. Der Unterschied liegt darin, dass die Phasenverschiebung, die ein Signal beim Durchlaufen einer Leitung erfährt, linear von der Frequenz abhängig ist. Bezogen auf den vorherigen Abschnitt sind die Gewichtungskoeffizienten also *frequenzabhängig*. Abb. 4.1c und Abb. 4.1d zeigen wieder die Strahlungsdiagramme einer Fünfelementgruppe für unterschiedliche Frequenzen, wobei diesmal Verzögerungsleitungen die Phasengewichtung realisieren. Man erkennt, dass einzig die Richtung der Hauptkeule konstant über die Frequenz ist. Andere Parameter, wie Keulenbreite und Lage der Nebenzipfel sind weiterhin frequenzabhängig.

Für nicht allzu große Bandbreiten lassen sich mit Verzögerungsleitungen durchaus quasi-frequenzunabhängige Strahlungsdiagramme erzielen. Für ultrabreitbandige Systeme aller-

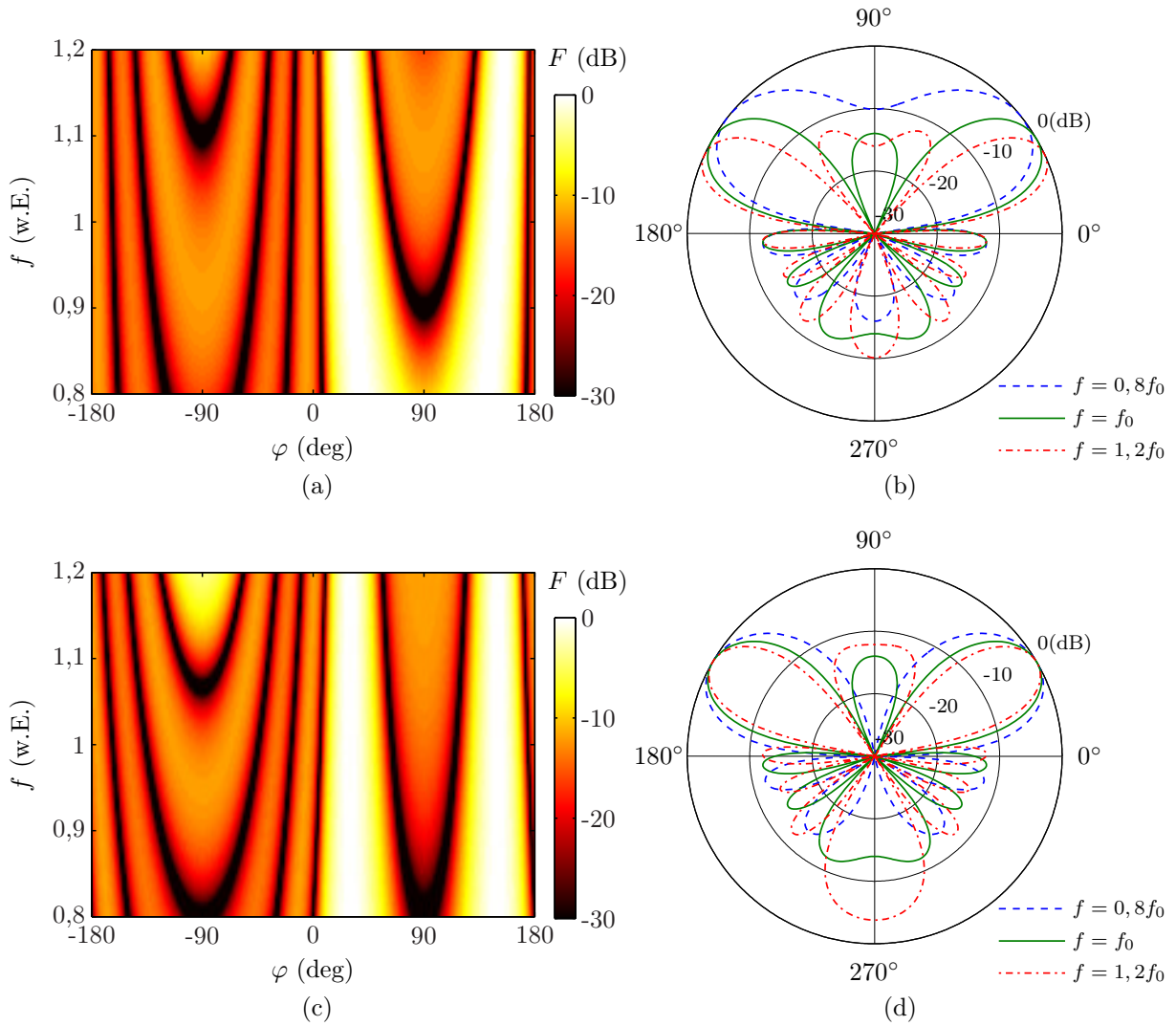


Abb. 4.1: Verlauf des Strahlungsdiagramms einer linearen Fünfelementgruppe mit $d = \lambda/2$ als Funktion der Frequenz bei Verwendung von: (a), (b) frequenzunabhängigen Gewichtungskoeffizienten; (c), (d) Verzögerungsleitungen als Gewichtungskoeffizienten.

dings kann man nicht mehr von frequenzunabhängigen Strahlungsdiagrammen sprechen. Wie sich dies im Zeitbereich darstellt, wird im folgenden Abschnitt erläutert.

4.2 Beschreibung von Gruppenantennen im Zeitbereich

4.2.1 Überlagerung von zeitlich kurzen Pulsen

Das Prinzip der Überlagerung von Sinussignalen im Zeitbereich bei einer linearen Antennengruppe wurde bereits in Abb. 3.1 dargestellt. Prinzipiell verhält es sich bei zeitlich kurzen Signalen, also bei Pulsen nicht anders. Allerdings interferieren kurze Pulse bei der Überlagerung nicht zwangsläufig mit denen der Nachbarantennen, wie es bei zeitkontinuierlichen Signalen vorkommt. Zum besseren Verständnis ist in Abb. 4.2 das Prinzip der Überlagerung von kurzen Pulsen an einer linearen Gruppenantenne dargestellt. Ein

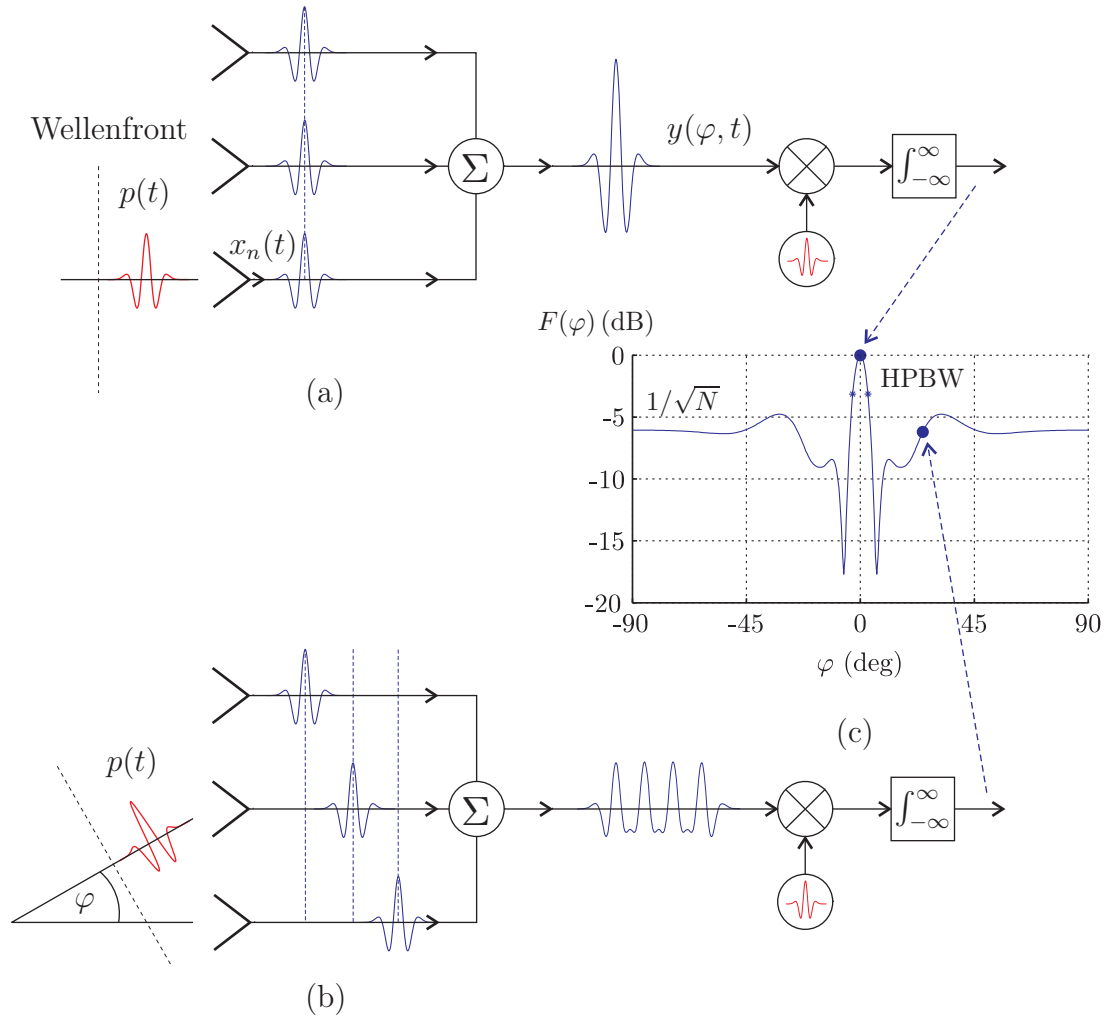


Abb. 4.2: Prinzip der Signalüberlagerung in Zeitbereich am Beispiel eines Gaußpulses vierter Ordnung.

kurzer Gaußpuls¹ $p(t)$ trifft dabei unter einem Winkel φ auf eine lineare Gruppenantenne mit N Elementen. Unter der Bedingung, dass die Antennenelemente ideal sind und die Summation rein mathematisch ist (keine Leistungserhaltung), ergibt die Summation der empfangenen Einzelsignale

$$\begin{aligned}
 y(\varphi, t) &= \sum_{n=1}^N x_n(t) \\
 &= \sum_{n=1}^N p(t - t_{0,n}) = p(t) * \sum_{n=1}^N \delta(t - t_{0,n}),
 \end{aligned} \tag{4.2.1}$$

mit

$$t_{0,n} = \begin{cases} (n-1) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi \geq 0 \\ (N-n) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi,$$

¹In dieser Arbeit wird aufgrund der günstigen spektralen Eigenschaften vorwiegend der Gaußpuls vierter Ordnung (4. Ableitung) verwendet, siehe Kapitel 2.4. Zur Vereinfachung wird hier trotzdem der Begriff *Gaußpuls* gewählt.

siehe Gl. 3.3.8.

Trifft eine Wellenfront parallel auf die lineare Antennengruppe, so hat das zur Folge, dass alle Antennenelemente zeitgleich den Puls empfangen ($t_{0,n} = 0 \forall n$) und das Summationssignal bei diesem Winkel wieder einen Gaußpuls abbildet, allerdings mit der N -fachen Amplitude. Das Summationssignal erhält die maximal mögliche Amplitude, wie auch in Abb. 4.2a veranschaulicht.

Trifft die Wellenfront schräg auf die Gruppenantenne, so wird der Gaußpuls nacheinander, jeweils mit einer Zeitdifferenz t_0 von den Antennenelementen empfangen, Abb. 4.2b. Je nach Einfallswinkel besteht das Summationssignal aus mehr oder weniger interferierten Einzelsignalen. Ist der Winkel φ so groß, dass die Zeitdifferenz zwischen den Antennenelementen t_0 größer als die Pulsbreite T_P ist, so interferieren die Einzelpulse bei der Summation nicht miteinander und das Summationssignal besteht aus einer seriellen Abfolge einzelner Gaußpulse. In diesem Fall ist die Amplitude des Summationssignals gleich der Amplitude eines einzelnen empfangenen Pulses. Der Detektor zur Bildung des Strahlungsdiagramms ist ein Korrelatorempfänger, siehe nächster Abschnitt.

4.2.2 Definition des Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms

Das Summationssignal $y(\varphi, t)$ in Gl. 4.2.1 liefert ein Strahlungsdiagramm in Abhängigkeit von der Zeit t . Um daraus ein zeitunabhängiges Strahlungsdiagramm zu erhalten, gibt es in der Literatur unterschiedliche Lösungsansätze:

1. In Anlehnung an den Schmalbandfall kann als Strahlungsdiagramm das Maximum des Betrages des Summationssignals dienen [DiD02], also

$$F(\varphi) = \max_t |y(\varphi, t)| \quad (4.2.2)$$

2. Eine andere Methode bildet den Mittelwert des Summationssignals über dessen gesamten Energieinhalt [Hus02],

$$F(\varphi) = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |y(\varphi, t)|^2 dt}. \quad (4.2.3)$$

3. Als weitere Definition wird nicht über einen unendlichen Zeitraum integriert sondern nur in der Größenordnung der Pulsbreite [RK05],

$$F(\varphi) = \max_{t'} \sqrt{\int_{t'}^{t'+T_P} |y(\varphi, t)|^2 dt}. \quad (4.2.4)$$

Die besondere Problematik dieser Definition besteht darin, dass das Signal $y(\varphi, t)$ für Winkel außerhalb der Hauptstrahlrichtung viel länger sein kann als die Pulsbreite T_P , siehe Abb. 4.2.

4. Schließlich lässt sich ein Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm in Form des Maximums der Kreuzkorrelationsfunktion des Summationssignals mit einem Referenzpuls definieren [WKC05].

$$F(\varphi) = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} y(\varphi, t) \cdot p(t) dt}, \quad (4.2.5)$$

wobei als Referenzpuls im Allgemeinen die Form des gesendeten Pulses dient. Falls das Summationssignal identisch mit dem Referenzpuls ist, ist diese Definition identisch mit Gl. 4.2.3.

Welche dieser unterschiedlichen Definitionen am geeignetsten erscheint, liegt an der Funktionsweise des Signaldetektors. In der Praxis sind daher alle Methoden denkbar. Bei der Aufstellung einer Energiebilanz ist allerdings darauf zu achten, dass nicht alle Methoden die gesamte empfangene Leistung berücksichtigen. Definition eins und drei betrachten nur ein kurzes Zeitfenster und können deshalb nur ein *Amplituden-Strahlungsdiagramm* liefern, jedoch kein *Leistungs-Strahlungsdiagramm*. Bei Schmalband-Strahlungsdiagrammen ist diese Unterscheidung nicht notwendig, da die Amplitude eines Sinussignals auf dessen Leistung schließen lässt. Bei Pulsen ist dies nicht möglich, stattdessen muss über die *gesamte* Pulsbreite integriert werden. Die Umrechnung der Methoden eins und drei in ein Leistungs-Strahlungsdiagramm (durch Quadrierung) führt daher zu einem unphysikalischen Ergebnis. Anders ist das bei der zweiten und vierten Definition; hier wird über die gesamte Leistung integriert, sodass ein Leistungs-Strahlungsdiagramm berechnet werden kann. Zusätzlich hat Definition vier eine große praktische Relevanz, weil sie einem Korrelatorempfänger entspricht [Ree05, Kapitel 6.1]. In dieser Arbeit wird, wenn nicht anders beschrieben, Definition zwei oder vier als Basis zur Bildung eines Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms zugrunde gelegt.

4.2.3 SLL, Halbwertsbreite und Gewinn

Abb. 4.2c zeigt ein Beispiel eines Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm in logarithmischer Darstellung nach Gl. 4.2.5. Vergleicht man dieses Strahlungsdiagramm mit dem eines zeitkontinuierlichen Sinussignals, so fällt sofort auf, dass es weder Grating Lobes noch Nebenzipfel (engl. Sidelobes) aufweist. Lokale Minima und Maxima in der Umgebung der Hauptkeule rühren von destruktiver und konstruktiver Interferenz der aufsummierten Signale. Anzahl und Ausprägung solcher lokalen Extrema hängen von der Pulsform ab.

Das kontinuierliche Minimum des Strahlungsdiagramms ist ab einem bestimmten Winkel neben der Hauptkeule konstant $1/\sqrt{N}$ relativ zum normierten Maximum, oder

$$\text{SLL} = \frac{1}{\sqrt{N}}. \quad (4.2.6)$$

Immer noch ausgehend von idealen Antennenelementen, hängt die Charakteristik des Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms wesentlich von vier Parametern ab:

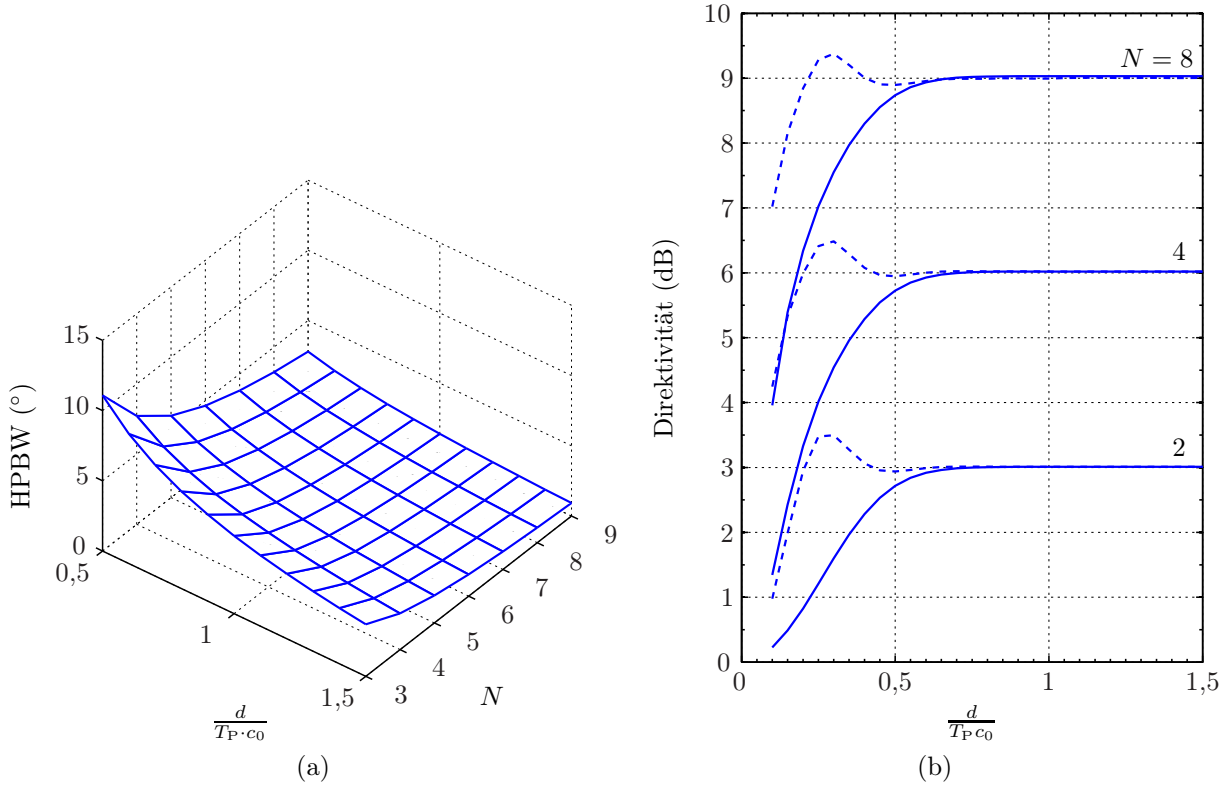


Abb. 4.3: (a) Verlauf der Halbwertsbreite für ein Strahlungsdiagramm bei einem Gaußpuls vierter Ordnung als Funktion der Anzahl der Antennenelemente und der auf die Pulsbreite normierten Abstände. (b) Direktivität des Strahlungsdiagramms bei einem Gaußpuls erster Ordnung (durchgehende Linie) und vierter Ordnung (gestrichelte Linie). Die Richtung der Hauptkeule entspricht $\varphi_0 = 0^\circ$ für alle Diagramme.

1. Pulsform $p(t)$ und Pulsbreite T_P
2. Abstand d der Antennenelemente
3. Anzahl N der Antennenelemente
4. Richtung der Hauptkeule φ_0

Neben dem SLL ist die Halbwertsbreite der Hauptkeule von entscheidender Bedeutung. Diese wird durch alle oben genannten Parameter bestimmt. Zur Verdeutlichung zeigt Abb. 4.3a die Halbwertsbreite eines Strahlungsdiagramms für einen Gaußpuls vierter Ableitung als Funktion der Anzahl der Antennenelemente N und dessen Elementabstand normiert auf die Pulsbreite T_P . Ähnliche Diagramme entstehen auch bei anderen Pulsformen. Der Verlauf der Halbwertsbreite lässt sich mittels Kurvenabschätzung (engl. curve fitting) für unterschiedliche Pulsarten approximieren. Für Gaußpulse lässt sich folgender Ausdruck für die Halbwertsbreite ermitteln:

$$\text{HPBW} = \frac{T_P c_0 K_1 N^{K_2}}{d} \quad \text{mit} \quad \frac{d}{T_P \cdot c_0} \geq 0,5 \quad \text{und} \quad N > 2. \quad (4.2.7)$$

Die Faktoren K_1 und K_2 hängen von der Ordnung (Ableitung) des Gaußpulses ab und wurden exemplarisch für folgende Pulse berechnet:

Pulsform	K_1	K_2
Gaußpuls 0. Ordnung	172, 4°	-1, 34
Gaußpuls 1. Ordnung	50, 5°	-1, 17
Gaußpuls 2. Ordnung	34, 2°	-1, 15
Gaußpuls 4. Ordnung	25, 0°	-1, 32

Der Tabelle ist zu entnehmen, dass Gaußpulse höherer Ordnung eine kleinere Halbwertsbreite liefern. Allerdings nimmt mit stärker alternierenden Pulsformen auch die Anzahl lokaler Extrema in der Umgebung der Hauptkeule zu.

Der Gewinn der Gruppenantenne wird über die Direktivität gemäß Gl. 3.4.3 berechnet und es wird Verlustlosigkeit vorausgesetzt. Abb. 4.3b zeigt den Gewinn einer Gruppenantenne als Funktion des normierten Abstands und der Anzahl der Antennenelemente. Der Gruppenfaktor wurde gemäß Gl. 4.2.5 bestimmt für einen Gaußpuls erster und vierter Ordnung. Es fällt auf, dass der Sättigungswert für verschiedene Pulsformen unterschiedlich schnell erreicht wird. Bei ausreichend großem Elementabstand jedoch ergibt sich ein konstanter Gewinn, der proportional zur Anzahl der Antennenelemente ist. Dieser Grenzfall lässt sich mathematisch sehr leicht herleiten:

Für einen unendlichen großen Elementabstand ist die Hauptkeule nur eine Spitze mit der normierten Amplitude eins. Für alle anderen Winkel ist die Amplitude konstant $1/\sqrt{N}$. Gl. 3.4.3 lässt sich dann folgendermaßen vereinfachen:

$$G(\varphi_0) = D(\varphi_0) = \frac{2|F(\varphi_0)|^2}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\varphi)|^2 \cos \varphi d\varphi} = \frac{2}{2 \int_{0^+}^{\pi/2} \left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)^2 \cos \varphi d\varphi + \int_{0^-}^{0^+} \cos \varphi d\varphi} \quad (4.2.8)$$

$$= N$$

4.2.4 Strahlformung mittels Verzögerungselementen (TTD)

Die Richtung der Hauptkeule des Strahlungsdiagramms kann dadurch verändert werden, indem die Zeitdifferenz der empfangenen Pulse ausgeglichen wird, z. B. mittels Verzögerungselementen. Häufig wird das als TTD-basierte Strahlformung bezeichnet. Das Prinzip ist in Abb. 4.4 dargestellt. Die Berechnung des Summationssignals $y(\varphi, t)$ erfolgt gemäß

$$y(\varphi, t) = p_n(t) * \sum_{n=1}^N \delta(t - t_{0,n} - \tau_n), \quad (4.2.9)$$

mit $t_{0,n}$ für die räumliche Verzögerungszeit (Gl. 3.3.8) und τ_n für die Verzögerungszeit des n ten Verzögerungselementes (Gl. 3.3.9).

Wie groß der maximal zu erreichende Winkel φ_{\max} ist, hängt von der maximalen Verzögerung ab, die eine Verzögerungsleitung aufgrund ihrer Länge und ihres Materials zulässt. Diese lässt sich finden, als

$$\tau_{\max} = \frac{(N-1)d}{c_0} \sin \varphi_{\max}. \quad (4.2.10)$$

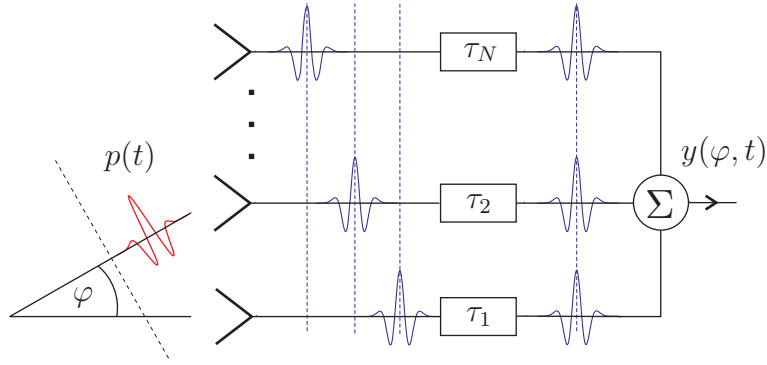


Abb. 4.4: Prinzip der Zeitbereichs-Strahlformung mit Verzögerungselementen (TTD-basierte Strahlformung).

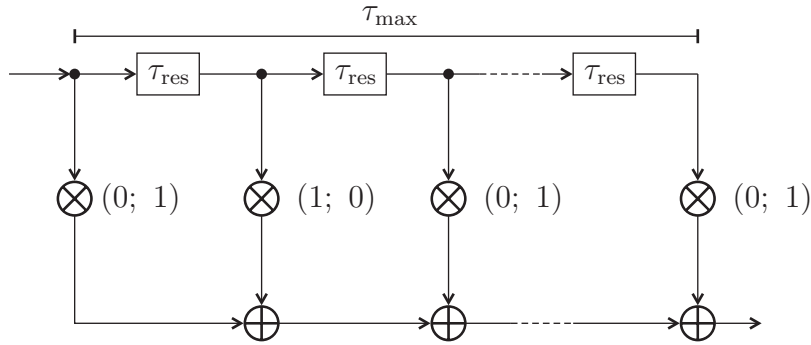


Abb. 4.5: Struktur eines variablen Verzögerungselementes. Es wird immer nur eines der Gewichte zu 1 gewählt.

Um kleinere Winkel zu erreichen, muss das Verzögerungselement variabel sein. Dies kann durch Aufteilung in diskrete Zeitabschnitte erfolgen [RKNH06] und ist in Abb. 4.5 dargestellt. Das Gesamtverzögerungselement ist in festen Zeitabständen unterbrochen und mit einer Gewichtung versehen, die nur die Werte 0 und 1 zulässt, was einem Schalter entspricht. Wenn ein Schalter den Wert 1 annimmt, haben alle anderen Schalter den Wert 0. Auf diese Weise wird eine M -gliedrige variable Verzögerungsleitung erreicht, mit der Verzögerung $(0 \dots M)\tau_{\text{res}}$. Die Winkelauflösung φ_{min} wird dann bestimmt durch die Zeitauflösung des Verzögerungselementes

$$\tau_{\text{res}} = \frac{d}{c_0} \sin \varphi_{\text{min}}. \quad (4.2.11)$$

Die Empfindlichkeit für die Winkeländerung pro Verzögerungszeiteinheit lässt zu berechnen zu

$$\frac{\partial \varphi_{\text{min}}}{\partial \tau_{\text{res}}} = \frac{c_0}{d} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{c_0}{d} \tau_{\text{res}}\right)^2}}. \quad (4.2.12)$$

Um eine hohe Winkelauflösung und einen weiten Winkelbereich zu erreichen, benötigt man eine feine Verzögerungszeitauflösung und gleichzeitig eine große Gesamtverzögerung. Das erfordert ein Verzögerungselement mit sehr vielen Gliedern, was zumindest bei der analogen Realisierung mit Verzögerungsleitungen zu hohem Aufwand führt. Das Problem kann dadurch gemindert werden, indem eine Leitungsstruktur mit feiner Zeitauflösung seriell kombiniert wird mit einer Leitungsstruktur grober Zeitauflösung, siehe [RKNH06].

Ein anderer, seit Langem bekannter Ansatz zur Realisierung von Verzögerungselementen, ist die Verwendung von photonischen Verzögerungsleitungen. Mithilfe von optischen Schaltern werden Glasfasersegmente in einer binären Kette ausgewählt und kombiniert [Han98, Kapitel 6.4]. Dieses auch als BIFODEL² bekannte Konzept wurde auch für Impuls-UWB-Strahlformung als geeignet befunden [FME97; Bra06]. Bei optischen oder optoelektronischen Lösungen sind allerdings immer die recht hohen Kosten zu beachten.

4.2.5 Grenzen der TTD-basierten Strahlformung

Strahlformung mittels Verzögerungselementen im Frequenzbereich wurde in Kapitel 4.1 behandelt und es zeigte sich, dass nur die Richtung der Hauptkeule frequenzunabhängig ist. Die Breite der Hauptkeule sowie Nullstellen, Nebenzipfel und, wenn vorhanden, Grating Lobes sind frequenzabhängig. Gemittelt über alle Frequenzen stellt sich ein konstantes Niveau über Nullstellen, Nebenzipfel und Grating Lobes ein, was in der Zeitbereichsdarstellung durch den konstanten SLL in Erscheinung tritt. D.h., die Unterscheidung zwischen Nullstelle, Nebenzipfel und Grating Lobes ist nicht mehr möglich. Darüber hinaus lassen sich mit wenigen Elementen beliebig schmale Halbwertsbreiten für die Hauptkeule erreichen. Diese Eigenschaften könnten zu der Schlussfolgerung führen, dass diese einfache Art der Strahlformung weniger Anforderungen an das Strahlformungsnetzwerk stellt, als man es aus der klassischen Antennentheorie für sinusförmige Signale kennt. Dieser „erste Blick“ kann täuschen, wenn weitere Punkte in Betracht gezogen werden:

Es können keine Nullstellen gezielt in das Strahlungsdiagramm eingebracht werden. Ist dies erforderlich, so kann eine Quasi-Nullstelle nur über ein sehr niedriges Leistungsniveau außerhalb der Hauptkeule erreicht werden und dazu sind sehr viele Antennenelemente erforderlich.

Die einfache Überlagerung kurzer Pulse ist keine Strahlformung im Sinne von konstruktiver und destruktiver Überlagerung wie im Schmalbandfall. Darin stellt gerade die gezielte destruktive Überlagerung sicher, dass das Summationssignal für Richtungen außerhalb der Hauptkeule wenig Leistung beinhaltet oder sogar zu null wird. Das Summationssignal kurzer Pulse ist im zeitlichen Mittel aber für keine Winkel φ null³, wie in Abb. 4.6a zu sehen ist. Neben der Richtung der Hauptkeule ($\varphi = 0^\circ$), wo das Signal maximal und sehr kurz ist (konstruktive Überlagerung der empfangenen Einzelpulse), weitet sich die Signaldauer für größer werdende Winkel auf und die Amplitude wird kleiner aber nicht null. Erst nach einer gewissen Zeit, die von der Pulsdauer und dem Elementabstand abhängt, wird das Summationssignal zu null. Dieses Phänomen kann problematisch werden, wenn mehrere, dicht hintereinanderliegende Pulse empfangen werden. Dafür kann es unterschiedliche Ursachen geben: Zum einen kann die Pulswiederholrate hoch gewählt worden sein, um eine entsprechend hohe Datenrate zu erzielen, zum anderen können auch durch Mehrwegeausbreitung oder mehrere Sender Pulse zeitlich dicht hintereinanderliegen. In jedem Fall ist die Wahrscheinlichkeit von konstruktiver Überlagerung unterschiedlicher Pulse (Intersymbolinterferenz) im entsprechenden Zeitintervall höher, auch außerhalb der Hauptkeule, wie Abb. 4.6b verdeutlicht. Hier ist wieder das Summationssignal zu sehen, allerdings resultierend aus zwei empfangenen Pulsen im Abstand der Pulsbreite. Die Pulswiederholrate ist also so hoch gewählt, dass das Summationssignal des ersten empfangenen Pulses noch

²Binary fiber-optic delay line

³Zwar besitzen schon Gaußpulse erster Ordnung sowohl positive als auch negative Signalanteile, deren Überlagerung ist aber kaum gezielt beeinflussbar.

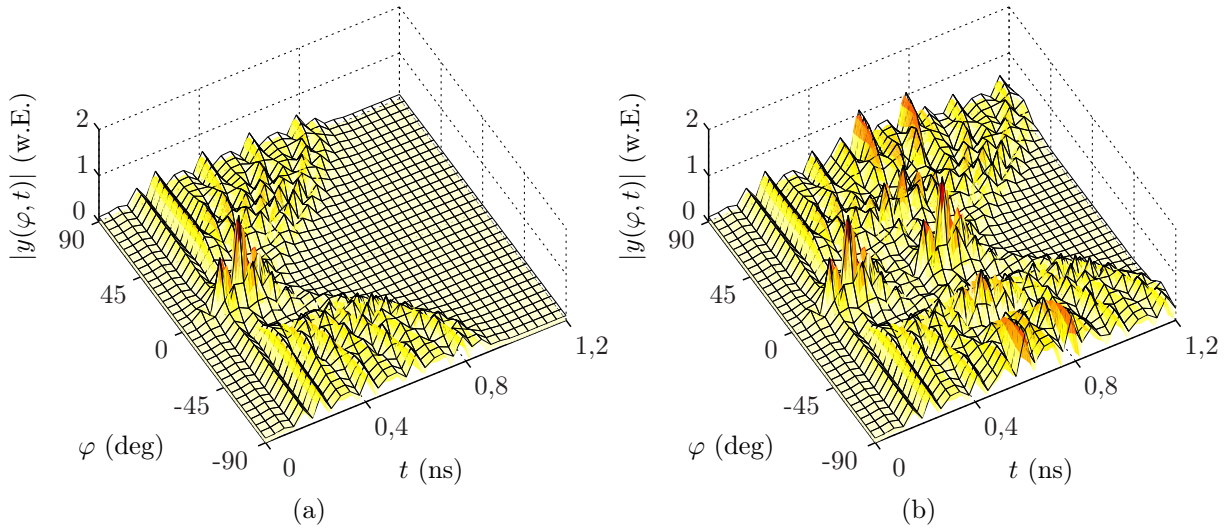


Abb. 4.6: Betrag des Summationssignals einer linearen Antennengruppe mit $N = 4$ Antennenelementen bei (a) einem einzigen empfangenen Puls und (b) einer Pulsfolge aus zwei Pulsen.

nicht zu null geworden ist, wenn der zweite Puls empfangen wird. In diesem Fall gibt es Nebenkeulen im Strahlungsdiagramm auch außerhalb der Hauptkeule, was man durchaus als Nebenkeulen und „Grating Lobes“ im Zeitbereich bezeichnen kann. Im Grenzfall bedeutet das, dass kaum noch zwischen der Hauptkeule und dem Bereich außerhalb der Hauptkeule unterschieden werden kann. Eine Lösung des Problems bestünde darin, die Pulswiederholrate zu verkleinern, sodass ein weiterer Puls immer erst dann empfangen wird, wenn das Summationssignal des vorherigen Signals bereits abgeklungen ist. Eine Verkleinerung der Pulswiederholrate verkleinert jedoch auch die Datenrate, was je nach Anwendung sicherlich unerwünscht ist.

Bisher wurde angenommen, dass die Antennenelemente ideal sind, also weder eine Frequenz- noch eine Winkelcharakteristik aufweisen. Das ist in einem realistischen Modell natürlich anders. Eine Winkelabhängigkeit des Strahlungsdiagramms der Antenne ist aus der Antennentheorie bekannt, neu bei UWB-Anwendungen ist, dass die Frequenzabhängigkeit der Antenne eine wichtige Rolle spielt, da sie in einem weiten Frequenzbereich betrieben wird. Von Bedeutung sind dabei sowohl die Amplitude als auch die Phase ihrer Übertragungsfunktion. Des Weiteren ist mit einer Verkopplung der Antennenelemente zu rechnen, die auch frequenzabhängig ist. All das kann ein Strahlformungsnetzwerk nur aus Verzögerungselementen und Summierer bestehend nicht berücksichtigen, was dazu führen kann, dass das tatsächliche Strahlungsdiagramm erheblich von dem Berechneten abweicht.

4.3 Erweitertes Strahlformungsnetzwerk

4.3.1 Anforderungen an ein erweitertes Strahlformungsnetzwerk

Die Diskussion am Ende des vorherigen Abschnitts hat gezeigt, dass die Anforderungen an ein Zeitbereichs-Strahlformungsnetzwerk für UWB-Anwendungen durchaus höher

sein können, als es durch einfache kohärente Überlagerungen von Pulsen möglich ist. Im Folgenden werden die wesentlichen Anforderungen an ein Strahlformungsnetzwerk im Zeitbereich dargestellt:

- Strahlungsdiagrammsynthese nach einem ähnlichen Prinzip wie im Schmalbandfall. D. h. ein gegebenes Strahlungsdiagramm, welches nach klassischen Synthesemethoden erstellt wurde, soll im Zeitbereich realisierbar sein. Das gegebene oder gewünschte Strahlungsdiagramm soll dabei mindestens die Hüllkurve darstellen und das Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm innerhalb dieser Grenzen liegen.
- Interferenzbasierte Strahlformung. Empfangene Pulse aus Richtungen außerhalb der Hauptkeule sollen durch das Strahlformungsnetzwerk weitgehend ausgelöscht werden oder deren Signalleistung soll zumindest erheblich reduziert werden. Dadurch können Intersymbolinterferenzen mit weiteren empfangenen Pulsen minimiert werden und das System ist deutlich robuster gegen Mehrwege und weitere Signalquellen.
- Kompakte Größe der Gruppenantenne durch möglichst geringen Elementabstand.
- Berücksichtigung der Impulsantworten bzw. Übertragungsfunktionen der Antennenelemente durch das Strahlformungsnetzwerk. Die Variation der Antennenübertragungsfunktion, insbesondere ein nichtlinearer Phasengang ändert das Spektrum des Signals, was im Zeitbereich durch eine Pulsverzerrung sichtbar wird. Die Kompensation des Amplituden- und Phasengangs der Antennenelemente kann dem entgegenwirken.
- Soweit möglich, Kompensation der Elementverkopplung. Auch diese ist frequenzabhängig und kann zu Einbrüchen in der Übertragungsfunktion der Gruppenantenne und damit zu Pulsverzerrungen führen.
- Einfache Realisierung in MIC-Technologie im betrachteten UWB-Frequenzbereich von 3,1 GHz bis 10,6 GHz. Das impliziert, dass das Strahlformungsnetzwerk in Analogtechnik und nicht in Digitaltechnik realisiert werden soll. Der Grund ist, dass zeitlich kurze Pulse mit einer Pulsdauer von einigen zehn Picosekunden erhebliche Abstraten erfordern würden, was derzeit nicht wirtschaftlich ist.
- Strahlformungsnetzwerk mit möglichst geringen Verlusten und niedriger Rauschzahl. In Kapitel 3.4 wurde gezeigt, dass der Gewinn und die effektive Rauschtemperatur einer aktiven Gruppenantenne durch das Strahlformungsnetzwerk bestimmt werden, was diesbezüglich zu optimieren ist.

Beschreibung im Zeitbereich

In Abb. 4.7a ist ein Teil der oben aufgeführten Anforderungen grafisch dargestellt. Ein kurzer Puls trifft unter einem Winkel φ auf eine Gruppenantenne; die Charakteristika der Antennenelemente werde durch ihre jeweilige Impulsantwort $h_{r,n}(\varphi, t)$ ausgedrückt, siehe Kapitel 5.2. Die einzelnen Antennenelemente in der Gruppe empfangen den Puls zeitlich verzögert, allerdings ist der Elementabstand so gewählt, dass es bei der Überlagerung durchaus zu Interferenzen kommen kann. Je nach Impulsantwort der verwendeten Antennen kann der empfangene Puls auch entsprechend verzerrt empfangen werden. Das Strahlformungsnetzwerk besteht nun aus Gewichtungsfunktionen $w_n(t)$, die so berechnet sind, dass es nur für die gewünschte Richtung (Hauptstrahlrichtung) zu einer konstruktiven Überlagerung der Einzelpulse kommt. Pulse aller anderen Richtungen überlagern

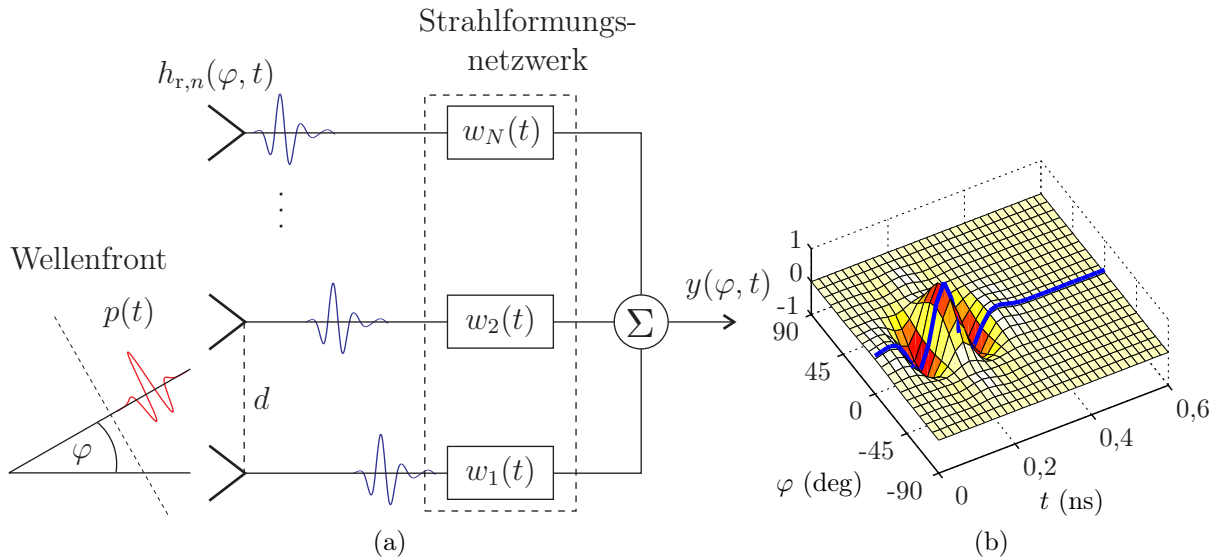


Abb. 4.7: (a) Prinzip der Zeitbereichs-Strahlformung mittels eines erweiterten Strahlformungsnetzwerks und (b) des daraus resultierenden Summationssignals bei vier Antennenelementen.

sich gemäß eines vorgegebenen Strahlungsdiagramms, also vorzugsweise destruktiv. Darüber hinaus sind die Gewichtungsfunktionen des Strahlformungsnetzwerks so beschaffen, dass das Summationssignal in Richtung der Hauptkeule entzerrt wird, also dem gesendeten Puls entspricht. Das auf diese Weise konstruierte Summationssignal $y(t, \varphi)$ ist in Abb. 4.7b dargestellt. Deutlich ist der Unterschied zu dem Summationssignal, resultierend aus einfacher TTD-basierter Strahlformung in Abb. 4.6 zu sehen.

Beschreibung im Frequenzbereich

Vom Prinzip her ist die oben beschriebene Art der Strahlformung sehr ähnlich zur Schmalbandstrahlformung, bei der jedes Antennenelement mit einem komplexen Gewichtungskoeffizienten versehen ist, siehe Kapitel 3.2. Statt eines komplexen Gewichtungskoeffizienten verwendet die Zeitbereichs-Strahlformung eine Gewichtungsfunktion. Im Frequenzbereich ist dies eine Übertragungsfunktion mit spezifischer Amplituden- und Phasenbelegung, was den Vergleich mit der Schmalbandstrahlformung noch näher bringt. Während der komplexe Gewichtungskoeffizient *frequenzunabhängig* ist und daher ein *frequenzabhängiges* Strahlungsdiagramm liefert, ist die Gewichtungsfunktion *frequenzabhängig* und daher in der Lage, ein *frequenzunabhängiges* Strahlungsdiagramm zu liefern.

Technisch lassen sich solche Gewichtungsfunktionen mit Filtern realisieren. Als besonders geeignet für die Anforderungen dieser Arbeit erscheint ein Filter mit endlicher Impulsbreite, oder auch FIR-Filter genannt, worauf im Folgenden näher eingegangen werden soll.

4.3.2 Eigenschaften und Verhalten von FIR-Filtern

Filter lassen sich grob in analoge und digitale Filter einordnen. Erstere werden klassisch mit passiven elektronischen Bauelementen wie Kondensatoren, Spulen und Widerständen oder aktiv mit Operationsverstärkern aufgebaut. Damit lassen sich bestimmte Filterarten wie Tiefpass-, Hochpass- oder Bandpassfilter erstellen. Digitale Filter werden mit

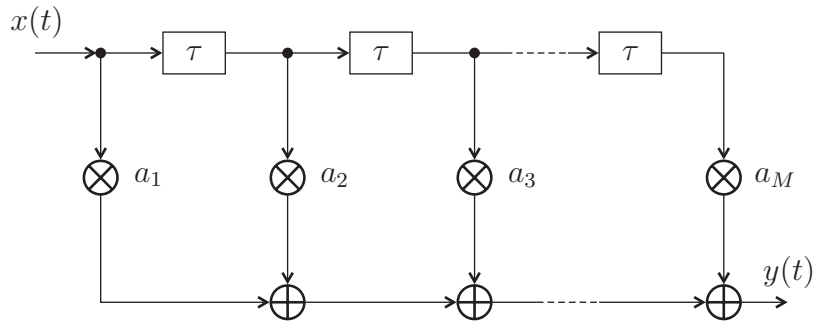


Abb. 4.8: Aufbau eines FIR-Filters.

Logikbausteinen realisiert. Mit ihnen lässt sich theoretisch jede Übertragungsfunktion umsetzen. Da für das erweiterte Strahlformungsnetzwerk allgemeine Übertragungsfunktionen benötigt werden, wird im Folgenden auf die Synthese digitaler Filter eingegangen. Im Laufe dieser Arbeit wird sich aber zeigen, dass es sinnvoll ist, das erweiterte Strahlformungsnetzwerk mit analogen Filtern aufzubauen. Der Lösungsansatz dieser Arbeit ist es, die Struktur eines digitalen Filters mit analogen Bauelementen zu realisieren.

Die in Betracht kommenden Filter sind linear und zeitinvariant. Das bereits erwähnte FIR-Filter ist eine Filterart aus dieser Gruppe. Abb. 4.8 zeigt die Struktur eines FIR-Filters. Das Eingangssignal $x(t)$ wird abwechselnd mit einem Gewichtungskoeffizienten a_m multipliziert und mit τ zeitlich verzögert. Auffällig ist die Ähnlichkeit mit der Struktur eines variablen Verzögerungselementes, Abb. 4.5. Der Unterschied liegt in den Gewichtungskoeffizienten, die nicht mehr nur die Werte 0 und 1 annehmen können, sondern biphasig und reell sind, also

$$-1 \leq a_m \leq 1 \quad (4.3.1)$$

und gleichzeitig für sämtliche Stufen aktiv sein können. Das FIR-Filter ist also allgemeiner als das Verzögerungselement, kann aber ein solches repräsentieren. Die vollständige Übertragungsgleichung lautet:

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 x(t) + a_2 x(t - \tau) + a_3 x(t - 2\tau) + \dots + a_M x(t - (M - 1)\tau) \\ &= \sum_{m=1}^M a_m x(t - (m - 1)\tau) \\ &= x(t) * \sum_{m=1}^M a_m \delta(t - (m - 1)\tau). \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

Gl. 4.3.2 lässt sich im Frequenzbereich darstellen und daraus die Übertragungsfunktion des FIR-Filters ableiten als

$$H_{\text{FIR}}(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \sum_{m=1}^M a_m e^{-j2\pi f(m-1)\tau}. \quad (4.3.3)$$

Durch geeignete Wahl der Filterordnung M , des Verzögerungsgliedes τ und der Gewichtungskoeffizienten a_m lassen sich Übertragungsfunktionen mit beliebigem Amplituden- und Phasengang realisieren. In klassischen Anwendungen verwendet man ausschließlich FIR-Filter mit symmetrischen Gewichtungskoeffizienten, da diese zu Übertragungsfunktionen mit linearer Phase führen [TS02, Kapitel 19.4]. Davon wird in dieser Arbeit abgewichen, da ein nichtlinearer Phasengang nötig sein kann.

Folgende Eigenschaften gelten für FIR-Filter:

- Grundsätzlich kausal.
- Immer stabil, da keine rekursiven Elemente verwendet werden.
- Endliche Impulsantwort der Länge $M \cdot \tau$.

Der Einsatz digitaler Filter bietet viele Vorteile bzgl. Genauigkeit, Flexibilität, Reproduzierbarkeit und Störimpfindlichkeit, weshalb die Signalverarbeitung auch immer mehr digital durchgeführt wird. Auf der anderen Seite liegen die Signale eines Übertragungssystems analog vor, etwa das empfangene elektrische Feld. Das bedeutet, dass ein digitales Filter in eine analoge Umgebung eingebaut wird, was einen entsprechenden Schaltungsaufwand nach sich zieht. So wird ein ADU mit entsprechendem vorgeschalteten oder bereits eingebauten Abtast-Halteglied benötigt, um das zeit- und wertkontinuierliche analoge Signal in ein zeit- und wertdiskretes digitales Signal umzusetzen. Um dabei keine Informationen zu verlieren, muss das analoge und bandbegrenzte Signal gemäß dem Nyquistkriterium mit der doppelten möglichen Eingangsfrequenz abgetastet werden, also $f_a = 2 f_h$. Für den in diesen und folgenden Kapiteln verwendeten Gaußpuls vierter Ordnung lässt sich die obere 3 dB-Grenzfrequenz des Spektrums gemäß Abb. 2.1 zu etwa 6,9 GHz bzw. die obere 10 dB-Grenzfrequenz zu 10,6 GHz ablesen. Entscheidend bei UWB-Signalen ist die 10 dB-Grenzfrequenz, sodass eine Abtastfrequenz von mehr als 21 GHz notwendig ist. Nach derzeitigem Stand der Technik ist das bei entsprechender Quantisierung des Signals mit sehr großem Aufwand verbunden. Entsprechende Veröffentlichungen, welche die technische Realisierung eines Impuls-UWB Empfängers zum Ziel haben, nutzen ein nach unten skaliertes Frequenzband, wie etwa [BNLC05]. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit eine analoge Umsetzung des digitalen Filters im Basisband angestrebt. Näheres dazu sowie ein Konzept und dessen Umsetzung wird ausführlich in Kapitel 6.1 behandelt.

4.3.3 IIR-Filter

Eine andere Filterart besitzt eine unendlich lange Impulsantwort und wird daher IIR-Filter genannt. Diese Filterart besitzt rekursive Elemente und ist daher nicht unbedingt stabil. Theoretisch ließe sich auch ein solches Filter als Element des Strahlformungsnetzwerks verwenden, wie etwa durch [FK00] gezeigt. Bei der in dieser Arbeit favorisierten analogen Umsetzung des Filters dürfte es sehr schwierig sein, ein rekursives Filter mit hoher Bandbreite stabil zu realisieren. Deshalb wurde diese Filterart nicht weiter in Betracht gezogen.

4.4 Berechnung des erweiterten Strahlformungsnetzwerks

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden, wie das FIR-Filter gesteuertes Strahlformungsnetzwerk für ein gegebenes Problem dimensioniert und berechnet wird. Ziel soll zunächst sein, die FIR-Filter Koeffizienten so zu berechnen, dass ein frequenzunabhängiges Strahlungsdiagramm erreicht wird. Das Frequenzverhalten also die Übertragungsfunktion der

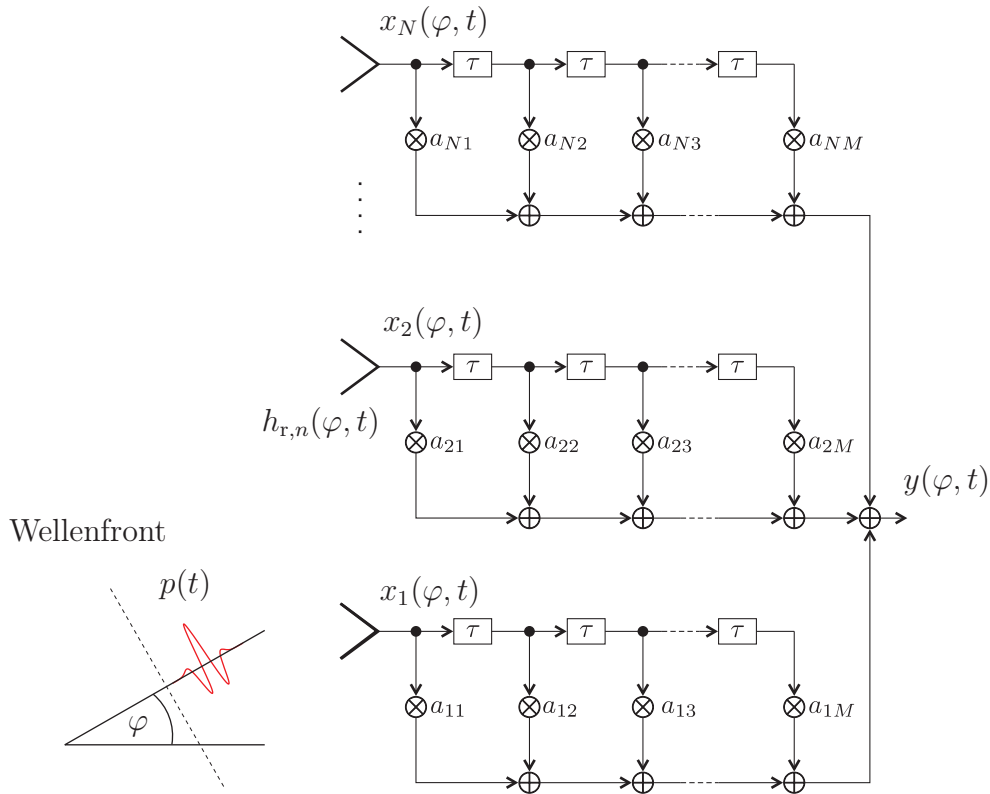


Abb. 4.9: Struktur und Berechnungsgrundlage eines FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks für eine lineare Gruppenantenne.

Antennenelemente wird in der Berechnungsgrundlage zwar berücksichtigt, jedoch als ideal betrachtet. In Kapitel 5 werden der Antenneneinfluss sowie andere frequenzabhängige Einflüsse ausführlich untersucht.

4.4.1 Mathematische Herleitung des Problems

Abb. 4.9 zeigt die Struktur und Berechnungsgrundlage einer linearen Gruppenantenne mit FIR-Filtern als Strahlformungsnetzwerk. Die Gruppenantenne verwendet N Antennenelemente mit der jeweiligen Impulsantwort $h_{r,n}(\varphi, t)$ die äquidistant im Abstand d angeordnet sind. Jedes Antennenelement ist mit einem FIR-Filter der Ordnung M versehen. Die Ausgänge der FIR-Filter werden aufsummiert, es besteht also keine Leistungserhaltung. Das Summationssignal berechnet sich zu

$$y(\varphi, t) = \sum_{n=1}^N y_n(\varphi, t), \quad (4.4.1)$$

wobei $y_n(\varphi, t)$ das Ausgangssignal des n ten Filters ist. Das Filterausgangssignal wiederum lässt sich berechnen durch die Faltung des Filtereingangssignals mit der Impulsantwort des FIR-Filters, also

$$y_n(\varphi, t) = x_n(\varphi, t) * \sum_{m=1}^M a_{nm} \delta(t - (m-1)\tau). \quad (4.4.2)$$

Das Filtereingangssignal $x_n(\varphi, t)$ ist das Empfangssignal des n ten Antennenelements und lässt sich ausdrücken durch

$$x_n(\varphi, t) = p(t) * h_{r,n}(\varphi, t) * \delta(t - t_{0,n}), \quad (4.4.3)$$

wobei $t_{0,n}$ die räumliche Verzögerungszeit des n ten Antennenelementes und nach Gl. 3.3.8 je nach Vorzeichen des Einfallswinkels φ zu unterscheiden ist, gemäß

$$t_{0,n} = \begin{cases} (n-1) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi \geq 0 \\ (N-n) \frac{d}{c_0} |\sin \varphi| & \text{falls } \varphi < 0 \end{cases} \quad \text{mit} \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi.$$

Insgesamt ergibt sich für das Summationssignal

$$y(\varphi, t) = p(t) * \sum_{n=1}^N h_{r,n}(\varphi, t) * \delta(t - t_{0,n}) * \sum_{m=1}^M a_{nm} \delta(t - (m-1)\tau). \quad (4.4.4)$$

Gl. 4.4.4 in den Frequenzbereich transformiert ergibt

$$Y(\varphi, f) = P(f) \cdot \sum_{n=1}^N H_{r,n}(\varphi, f) \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f(t_{0,n} + (m-1)\tau)}. \quad (4.4.5)$$

Aus Gl. 4.4.5 lässt sich die Übertragungsfunktion der Gruppenantenne definieren als

$$H_{Gr}(\varphi, f) = \frac{Y(\varphi, f)}{P(f)} = \sum_{n=1}^N H_{r,n}(\varphi, f) \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f(t_{0,n} + (m-1)\tau)}. \quad (4.4.6)$$

Daraus lässt sich weiter die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks unter der Annahme idealer Antennenelemente

$$H_{r,n}(\varphi, f) = 1 \quad \forall n, \varphi, f$$

bestimmen zu

$$H_{SN}(\varphi, f) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f(t_{0,n} + (m-1)\tau)}. \quad (4.4.7)$$

Dabei ist die Fallunterscheidung bzgl. der räumlichen Verzögerung $t_{0,n}$ nicht mehr notwendig, da negative Winkel im Exponenten erlaubt sind. Die räumliche Verzögerung lässt sich dann vereinfacht ausdrücken durch

$$t_{0,n} = (n-1)t_0 = (n-1) \frac{d}{c_0} \sin \varphi \quad \text{mit} \quad n = 1 \dots N.$$

Dann lässt sich die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks darstellen als

$$H_{SN}(\varphi, f) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f((n-1)t_0 + (m-1)\tau)}. \quad (4.4.8)$$

Wie Gl. 4.4.8 erkennen lässt, ist die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks eine zweidimensionale Summation der phasenverschobenen Gewichtungskoeffizienten der

FIR-Filter. Phasenverschiebungen ergeben sich aufgrund der räumlichen Ausdehnung der Gruppenantenne und der diskreten Zeiteinheit der FIR-Filter. Für ein gegebenes Problem, d. h., für ein zu erzielendes Strahlungsdiagramm mit festgelegten Eigenschaften in einem festgelegten Frequenzbereich gilt es nun, die einzelnen FIR-Filter zu berechnen. Das zu erzielende Strahlungsdiagramm wird künftig *Referenzstrahlungsdiagramm* genannt. Dabei ist es nicht unbedingt erforderlich oder erwünscht, dass die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks mit dem Referenzstrahlungsdiagramm exakt übereinstimmt. Vielmehr sollen die typischen Eigenschaften wie die Richtung der Hauptkeule, die Halbwertsbreite sowie der SLL durch das Strahlformungsnetzwerk umgesetzt werden. Nullstellen können mit einer endlichen Anzahl von Elementen und endlicher Filterordnung nicht exakt erreicht, sondern nur als *Quasi-Nullstellen* approximiert werden. Eine näherungsweise Übereinstimmung zwischen der Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks mit dem Referenzstrahlungsdiagramm kann also mit endlichem Aufwand nur bis zu einer unteren Leistungsgrenze erreicht werden. Diese untere Leistungsgrenze entspricht sinnvollerweise dem SLL, kann aber je nach Anforderung lokal (Quasi-Nullstellen) auch darunter liegen.

Abb. 4.10 zeigt ein Flussdiagramm, das die Abläufe zur Dimensionierung und Berechnung eines FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks verdeutlicht. Ausgehend von einem Referenzstrahlungsdiagramm sowie der unteren und oberen Grenze des Frequenzbereichs wird die Geometrie der Gruppenantenne, der Antennentyp der Einzelelemente und der Abstand der Antennenelemente festgelegt. Wie sich später zeigen wird, ist der Elementabstand im Bereich der halben Wellenlänge der oberen Frequenzgrenze zu suchen, also $d = c_0/(2f_h)$. Aber auch die geometrische Ausdehnung der Einzelantennen entscheidet über dessen mögliche geometrische Anordnung und Abstand. Das zusammen liefert die Grundstruktur des Strahlformungsnetzwerks mit den Parametern τ , N und M . Die inkrementelle Zeitverzögerung τ ist angelehnt an das Nyquistkriterium und gemäß $\tau = 1/(2f_h)$ oder kleiner zu wählen.

Für die Anzahl der Antennenelemente N und die Filterordnung M sind zunächst beliebige Startwerte zu setzen. Ein spezieller Algorithmus, auf den im folgenden Abschnitt näher eingegangen wird, liefert die FIR-Filter Koeffizienten a_{nm} . Damit lässt sich mithilfe von Gl. 4.4.7 die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks bestimmen. Falls diese für alle Frequenzen mit dem Referenzstrahlungsdiagramm genügend korreliert, also die Kreuzkorrelation einem festgelegten Zielwert $\bar{\rho}_0$ entspricht, ist das Ziel erreicht. Ist dies nicht der Fall, so sind die Parameter N und M so lange zu variieren, bis die Bedingung erfüllt ist.

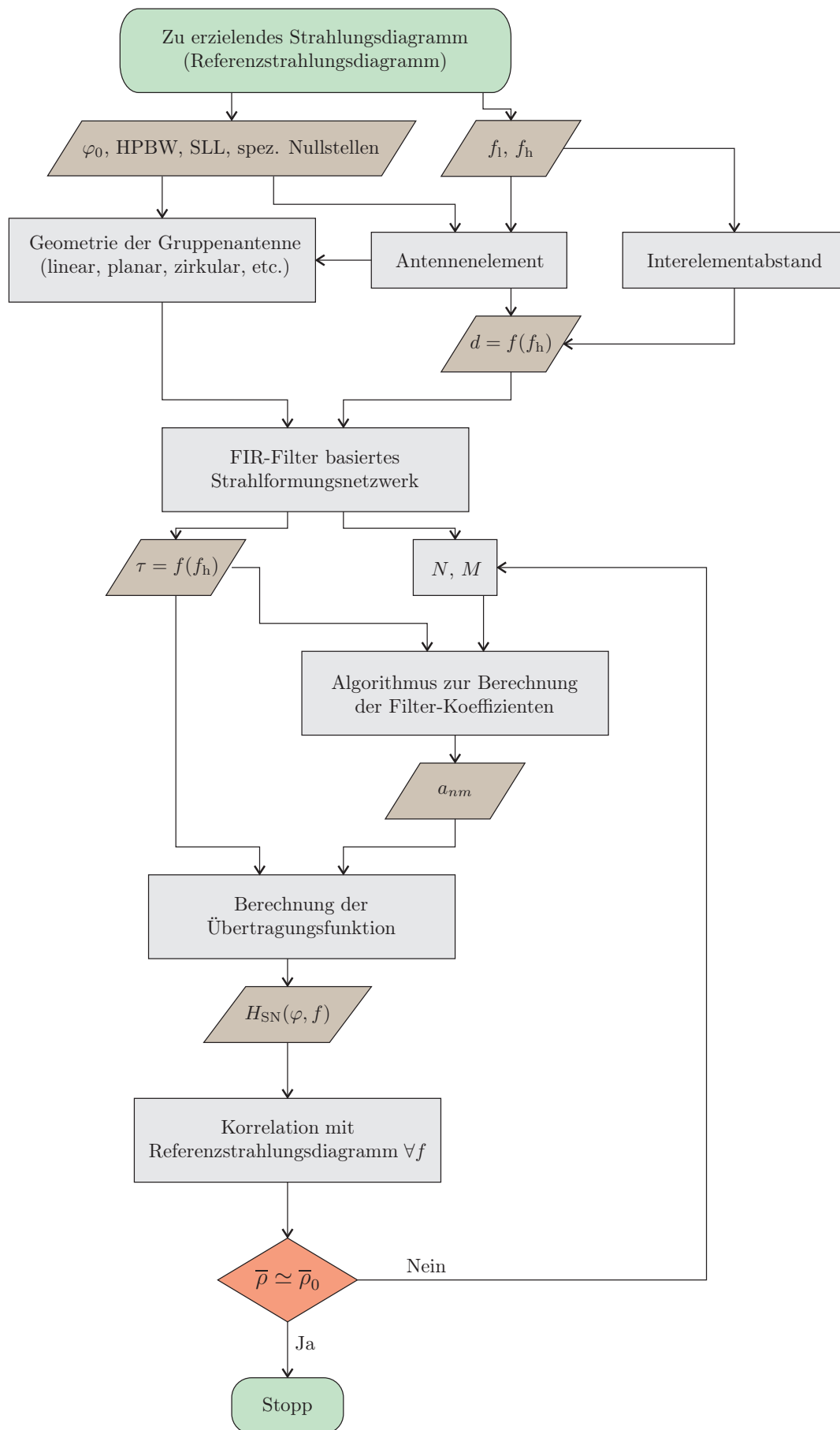


Abb. 4.10: Flussdiagramm zur Berechnung des FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks.

4.4.2 Lösungsansätze

Die Berechnung der FIR-Filter Koeffizienten kann auf sehr unterschiedliche Weise erfolgen. Zwei Ansätze werden in dieser Arbeit näher untersucht. Zum einen kann das Problem mittels mathematischer Optimierungsverfahren gelöst werden und zum anderen, wenn bestimmte Bedingungen eingehalten werden, mittels inverser diskreter Fouriertransformation (engl. IDFT⁴). Die erste Methode ist sehr flexibel, nimmt jedoch viel Rechenzeit in Anspruch. Die zweite Methode ist an bestimmte Bedingungen gebunden, dafür aber sehr schnell.

4.4.2.1 Lösung durch mathematische Optimierung

Ein mathematisches Optimierungsproblem hat die Form [BV04, Kapitel 1]

$$\begin{aligned} &\text{minimize} && F_0(\mathbf{x}) \\ &\text{subject to} && F_i(\mathbf{x}) \leq b_i, \quad i \in \mathbb{N} \end{aligned} \quad (4.4.9)$$

Der Vektor $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_n)$ ist die Optimierungsvariable, die Funktion F_0 die Zielfunktion, die Funktion F_i beschreibt die Nebenbedingungen, die durch die Grenzen b_i einzuhalten sind. Es handelt sich um ein lineares Problem, wenn die Nebenbedingungen linear sind, also

$$F_i(\alpha\mathbf{x} + \beta\mathbf{y}) = \alpha F_i(\mathbf{x}) + \beta F_i(\mathbf{y}) \quad \forall \mathbf{x}, \mathbf{y}$$

Eine besondere Klasse bilden die sogenannten konvexen Optimierungsprobleme, bei der die Nebenbedingungen folgende Ungleichung beschreiben

$$F_i(\alpha\mathbf{x} + \beta\mathbf{y}) \leq \alpha F_i(\mathbf{x}) + \beta F_i(\mathbf{y}) \quad \forall \mathbf{x}, \mathbf{y} \quad \text{mit} \quad \alpha + \beta = 1, \alpha \geq 0, \beta \geq 0$$

Durch die Ungleichung ist diese Form allgemeiner und jedes lineare Optimierungsproblem ist ein konvexes Optimierungsproblem. Der einfachste Fall liegt vor, wenn es keine Nebenbedingungen gibt und die Zielfunktion die Summe der Quadrate der Form

$$\text{minimize} \quad F_0(\mathbf{x}) = \|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\|_2 \quad (4.4.10)$$

bildet. $\|\cdot\|_2$ beschreibt die euklidische Norm des Differenzvektors. Ein solches Problem nennt man die Methode der kleinsten Fehlerquadrate (engl. Least Squares Method).

Mit diesen Methoden lassen sich die FIR-Filter Koeffizienten des erweiterten Strahlformungsnetzwerks numerisch finden. Die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks, Gl. 4.4.7, wird verglichen mit einer zu erzielenden Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(\varphi, f)$. Einsetzen in Gl. 4.4.10 ergibt

$$\text{minimize} \quad \|H_{\text{SN}}(\varphi, f) - H_{\text{ref}}(\varphi, f)\|_2, \quad (4.4.11)$$

was als Lösungsmatrix die Filterkoeffizienten a_{nm} liefert. Das Problem kann durch Nebenbedingungen erweitert und somit zu einem konvexen Optimierungsproblem gemacht werden, etwa durch

$$\begin{aligned} &\text{minimize} && \|H_{\text{SN}}(\varphi, f) - H_{\text{ref}}(\varphi, f)\|_2 \\ &\text{subject to} && H_{\text{SN}}(\varphi_i, f_i) \leq b_i, \end{aligned} \quad (4.4.12)$$

wodurch eine besondere Bedingung für bestimmte Winkel φ_i und Frequenzen f_i eingehalten wird. Das ist hilfreich, um weitere Nullstellen in das Strahlungsdiagramm zu platzieren.

⁴Inverse discrete fourier transformation

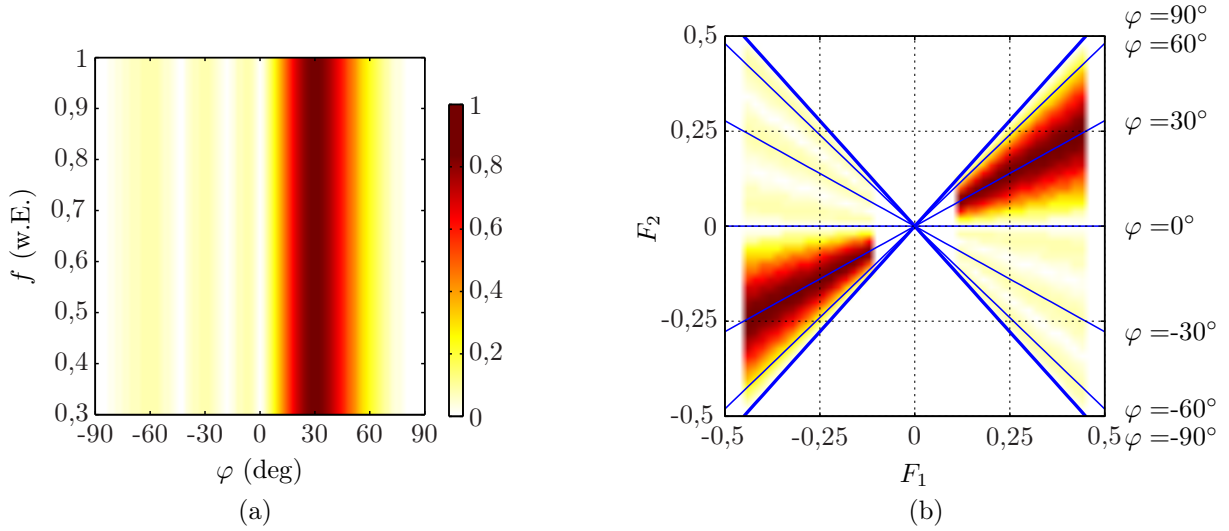


Abb. 4.11: Prinzip der Abbildung einer (a) frequenz- und winkelabhängigen Funktion auf (b) eine Funktion, die von F_1 und F_2 abhängt.

4.4.2.2 Lösung mittels IDFT

Die Berechnung der FIR-Filter Koeffizienten mittels IDFT ist angelehnt an den Arbeiten von [SK00] und [Gha02]. Ausgehend von Gl. 4.4.8 lässt sich die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerk gleichsetzen mit einer zu erzielenden Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(\varphi, f)$

$$H_{\text{SN}}(\varphi, f) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f \left((n-1) \frac{d}{c_0} \sin \varphi + (m-1) \tau \right)} + \text{err}(\varphi, f) \stackrel{!}{=} H_{\text{ref}}(\varphi, f). \quad (4.4.13)$$

Die Referenz-Übertragungsfunktion kann eine beliebige frequenz- und winkelabhängige Funktion mit den Grenzen $f \in \pm[f_l \dots f_h]$ und $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$ sein. Die Funktion $\text{err}(\varphi, f)$ beschreibt den Fehler bzw. die Abweichung von der Referenz-Übertragungsfunktion.

Als weiteren Schritt werden zwei normierte Frequenzen nach folgenden Gleichungen definiert

$$F_1 = f \tau \quad (4.4.14)$$

$$F_2 = \frac{f d}{c_0} \sin \varphi \quad (4.4.15)$$

Die Gleichungen 4.4.14 und 4.4.15 bilden eine Abbildungsvorschrift, um eine frequenz- und winkelabhängige Funktion in eine Funktion zu überführen, die ausschließlich von F_1 und F_2 abhängt.

$$(F_1, F_2): H_{\text{ref}}(\varphi, f) \rightarrow H_{\text{ref}}(F_1, F_2), \quad (4.4.16)$$

d. h., für jede Frequenz f und für jeden Winkel φ kann ein äquivalentes normiertes Frequenzpaar (F_1, F_2) gefunden werden. In Abb. 4.11 wird dies an einem einfachen Beispiel gezeigt:

Als Referenz-Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(\varphi, f)$ dient ein in den gezeigten Grenzen frequenzunabhängiges Strahlungsdiagramm mit der Hauptkeulenrichtung $\varphi_0 = 30^\circ$ und $\text{SLL} = -20 \text{ dB}$ (linke Abb.). Als Parameter für die Abbildungsvorschrift wurde $d = c_0/(2f_h)$ und $\tau = 0,9/(2f_h)$ gewählt. Damit liegen die Grenzen für die normierte Frequenz F_1 zwischen $\pm 0,45$ und für F_2 zwischen $\pm 0,5$. Nach der Abbildung auf die normierten Frequenzen F_1 und F_2 erhält man die Funktion $H_{\text{ref}}(F_1, F_2)$, die sich gemäß Abb. 4.11b darstellen lässt.

Nach diesem Schritt kann Gl. 4.4.13 folgendermaßen dargestellt werden:

$$H_{\text{SN}}(F_1, F_2) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi(F_2(n-1)+F_1(m-1))} + \text{err}(F_1, F_2) \stackrel{!}{=} H_{\text{ref}}(F_1, F_2). \quad (4.4.17)$$

Diese Form der Darstellung erinnert sehr stark an die Grundform einer zweidimensionalen Fouriertransformation. Durch Anwendung der zweidimensionalen IDFT auf diesem Ausdruck erhält man eine Koeffizientenmatrix des Strahlformungsnetzwerks

$$\mathbf{A}_{\text{SN}} = \mathcal{F}^{-1} \{H_{\text{ref}}(F_1, F_2)\}, \quad (4.4.18)$$

welche die Koeffizienten a_{nm} in folgender Weise enthält:

$$\mathbf{A}_{\text{SN}} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1M} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.4.19)$$

Einsetzen der FIR-Filter Koeffizienten in Gl. 4.4.4 ergibt das Summationssignal des Strahlformungsnetzwerks. Für den Fall idealer Antennenelemente und eines Gaußpulses vierter Ordnung als Empfangssignal für die Gruppenantenne ist das Summationssignal in Abb. 4.12a exemplarisch dargestellt. Man erkennt, dass in der Richtung der Hauptkeule ($\varphi_0 = 30^\circ$) das Signal maximal ist und zu anderen Winkeln hin deutlich schwächer wird. Der Vergleich des Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms mit dem Referenzstrahlungsdiagramm in Abb. 4.12b zeigt, dass diese Abschwächung bis zum SLL näherungsweise innerhalb der spezifizierten Grenzen liegt. Nullstellen werden mit maximal -25 dB abgebildet. Das Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm wurde auf Basis der Definition in Gl. 4.2.3 berechnet.

4.4.3 Ermittlung der optimalen Anzahl von Antennenelementen und der Filterordnung

Je höher die Anzahl der Antennenelemente und die Filterordnung ist, desto besser und genauer bildet das Strahlformungsnetzwerk das Referenzstrahlungsdiagramm ab, für immer größere Bandbreiten. Für den Grenzwert unendlicher vieler Elemente wird das Referenzstrahlungsdiagramm für eine unendlich große Bandbreite exakt abgebildet und die Fehlerfunktion $\text{err}(\varphi, f)$ wird beliebig klein. In der Praxis stehen aber nur eine begrenzte Anzahl an Elementen und Filterordnung zur Verfügung, sodass nur eine Approximation

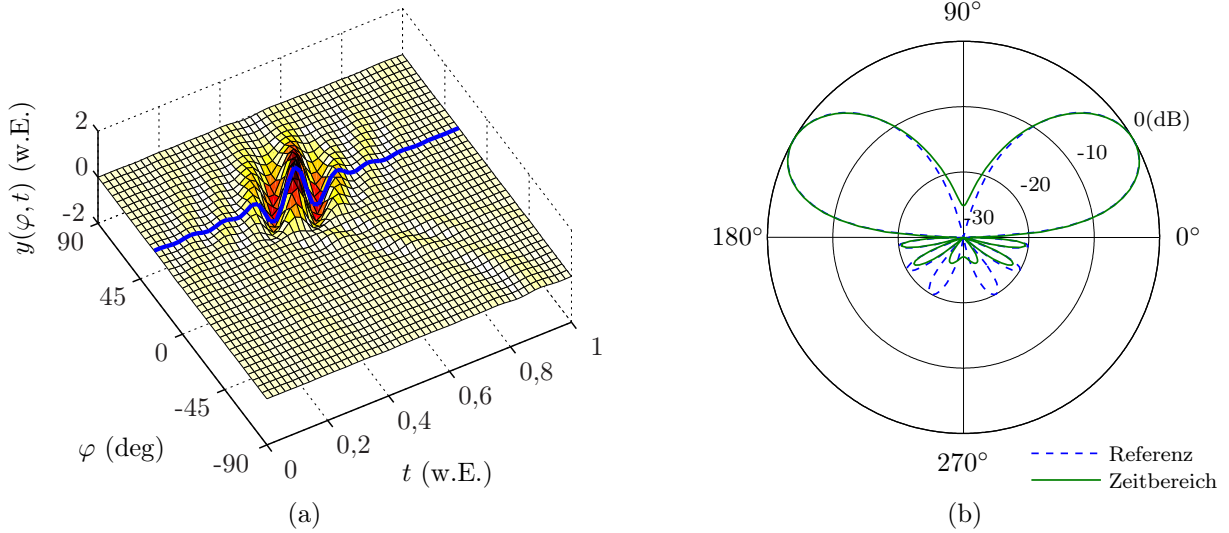


Abb. 4.12: (a) Summationssignal des FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks. (b) Resultierendes Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm im Vergleich zum Referenzstrahlungsdiagramm.

des Referenzstrahlungsdiagramms erreicht werden kann. Ziel ist es, mit so wenig Elementen wie möglich die beste Übereinstimmung zu erreichen. Dabei ist es wünschenswert, die Qualität dieser Approximation durch eine numerische Größe auszudrücken. Dies kann die Fehlerfunktion selbst sein, es kann aber auch durch einen Korrelationskoeffizienten geschehen, der die Ähnlichkeit zweier Größen beschreibt. Der Korrelationskoeffizient für den i ten Frequenzpunkt der Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks mit der Referenz-Übertragungsfunktion lässt sich ausdrücken durch

$$\rho(f_i) = \frac{\text{cov}(H_{\text{SN}}(\varphi, f_i), H_{\text{ref}}(\varphi, f_i))}{\sqrt{\text{var}(H_{\text{SN}}(\varphi, f_i))} \sqrt{\text{var}(H_{\text{ref}}(\varphi, f_i))}}, \quad (4.4.20)$$

wobei die Funktionen $\text{cov}(\cdot)$ die Kovarianz und $\text{var}(\cdot)$ die Varianz des Arguments beschreiben. Für vollständige Korrelation nimmt der Korrelationskoeffizient den Wert $+1$ an. Für unterschiedliche Frequenzen f_i ist eine unterschiedlich gute Korrelation zu erwarten, insbesondere an den Frequenzgrenzen ist die Korrelation deutlich schlechter. Alternativ könnte auch der Korrelationskoeffizient des Zeitbereichs-Strahlungsdiagramms bestimmt werden, mit dem Vorteil nur einen, gemittelten Koeffizienten zu erhalten. Genau das kann aber auch erreicht werden durch Mittelung der Koeffizienten $\rho(f_i)$ über alle Frequenzen, also

$$\bar{\rho} = \frac{1}{N_f} \sum_{f_i}^{N_f} \rho(f_i) \quad (4.4.21)$$

mit N_f für die Anzahl der Frequenzpunkte. In Abb. 4.13 ist die Abhängigkeit des mittleren Korrelationskoeffizienten von der Anzahl der Antennenelemente N und der Filterordnung M für ein bestimmtes Referenzstrahlungsdiagramm und gegebener Bandbreite dargestellt. Man erkennt, dass der Korrelationskoeffizient ab einem bestimmten Wertepaar (N, M) eine Schwelle, die durch die graue Fläche markiert ist, durchbricht und dann mit größer werdender Anzahl gegen den Idealwert 1 strebt. Die graue Fläche markiert einen zu erzielenden mittleren Korrelationskoeffizienten $\bar{\rho}_0$.

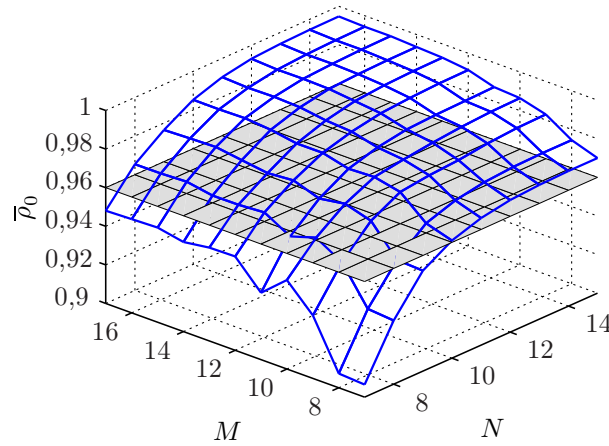


Abb. 4.13: Verlauf der mittleren Korrelation als Funktion der Anzahl der Antennenelemente N und der Filterordnung M . Die Fläche markiert den zu erzielenden Korrelationskoeffizienten, hier exemplarisch $\bar{\rho}_0 = 0,96$.

Durch ein Iterationsverfahren kann nun die Anzahl der Antennenelemente N und die Filterordnung M bestimmt werden, die notwendig sind, um einen bestimmten mittleren Korrelationskoeffizienten $\bar{\rho}_0$ zu erzielen. Dieses Prinzip wurde bereits in dem Flussdiagramm in Abb. 4.10 veranschaulicht: Für ein Anfangswertepaar (N, M) wird mit Gl. 4.4.18 die Matrix der Filterkoeffizienten berechnet. Einsetzen in Gl. 4.4.17 ergibt die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks. Mit der Gl. 4.4.21 wird dann der mittlere Korrelationskoeffizient bestimmt. Weicht dieser von dem zu erzielenden Wert ab, so wird das Wertepaar (N, M) verändert und die Schleife erneut durchlaufen.

Die Anzahl der Antennenelemente N und die Filterordnung M hängen von sehr vielen Parametern ab. Die Wichtigsten sind:

- Elementabstand d
- Inkrementelle Verzögerung τ der FIR-Filter
- Bandbreite $f \in \pm[f_1 \dots f_h]$
- Strahlungsdiagramm des Einzelelementes
- Halbwertsbreite HPBW
- Niveau der Nebenzipfel SLL
- Richtung der Hauptkeule φ_0
- Weitere Hauptkeulen oder Nullstellen (optional)
- Zu erzielender Korrelationskoeffizient $\bar{\rho}_0$
- Pulsentzerrung durch das Strahlformungsnetzwerk (optional)
- Kompensation der Antennenverkopplung durch das Strahlformungsnetzwerk (optional)

Aufgrund der Vielzahl an beeinflussenden Parametern ist es unmöglich, eine allgemeingültige Aussage zur Anzahl der Antennenelemente und Filterordnung zu machen. Daher kann dies nur exemplarisch erfolgen, um einen groben Eindruck über einige Abhängigkeiten zu bekommen. Tabelle 4.1 zeigt einige Mindestwerte für ein FIR-Filter basiertes

Strahlformungsnetzwerk mit idealen Antennenelementen im Abstand $d = c_0/(2f_h)$, inkrementelle Verzögerung $\tau = 0,9/(2f_h)$ und einem zu erzielenden Korrelationskoeffizienten $\bar{\rho}_0 = 0,96$.

Tabelle 4.1: Übersicht über die Mindestanzahl an Antennenelementen und Filterordnung für verschiedene Parameter.

f_h/f_l	SLL=-12 dB		SLL=-20 dB	
	HPBW=12°	HPBW=30°	HPBW=12°	HPBW=30°
2	$N = 15$	$N = 7$	$N = 13$	$N = 7$
	$M = 12$	$M = 9$	$M = 12$	$M = 9$
3,3	$N = 20$	$N = 8$	$N = 17$	$N = 8$
	$M = 16$	$M = 14$	$M = 16$	$M = 11$

4.4.4 Vergleich FIR-Filter und TTD-basierte Strahlformung

Beim Vergleich der FIR-Filter basierten Strahlformung mit der TTD-basierten Strahlformung lässt sich wiederum keine allgemeingültige Aussage machen. Für beide Methoden lassen sich Beispiele finden, bei der die Vorteile einseitig überwiegen. Trotzdem soll hier anhand einer typischen Spezifikationsliste für ein Referenzstrahlungsdiagramm eine Gegenüberstellung erfolgen. Folgende Anforderungen sind einzuhalten:

- Winkelbereich $\varphi = \pm 50^\circ$
- Maximale Halbwertsbreite unter $12^\circ \forall \varphi$
- $SLL \leq -20$ dB
- Empfangspuls $p(t)$ entspricht Gaußpuls vierter Ordnung
- UWB-Frequenzbereich mit $f_h = 10$ GHz

Tabelle 4.2 zeigt die Ergebnisse für beide Strahlformungsmethoden. Es fällt auf, dass die TTD-basierte Methode eine sehr geringe Halbwertsbreite erreicht. Hier überwiegt eindeutig die TTD-basierte Methode, die theoretisch mit nur zwei Elementen beliebig kleine Halbwertsbreiten ermöglicht. Diese hängt maßgeblich vom Elementabstand und Pulsform ab und nicht von der Elementanzahl, lässt sich andererseits aber auch kaum vergrößern. Dagegen wird die Forderung für $SLL \leq -20$ dB nicht erreicht, da dazu theoretisch $N = 100$ Elemente notwendig wären. Ein weiterer Schwachpunkt ist die begrenzte Winkelauflösung, welche durch die Gliedanzahl der Verzögerungselemente bestimmt wird, die hier noch wesentlich höher ist als die Ordnung des FIR-Filters. Bei der FIR-Filter basierten Strahlformung ist aufgrund des erhöhten Freiheitsgrades in der Einstellung der FIR-Filter eine vielfältigere Signalüberlagerung möglich, sodass nahezu eine kontinuierliche Winkelauflösung erreichbar ist. Besonderer Nachteil der FIR-Filter basierten Methode ist, dass kleine Halbwertsbreiten nur durch eine sehr große Anzahl an Antennenelementen erreicht werden können. Positive Aspekte wie Störfestigkeit gegenüber Interferenz (siehe Abschnitt 4.2.5)

Tabelle 4.2: Vergleich zwischen FIR-Filter und TTD-basierter Strahlformung.

	FIR-Filter basiert	TTD-basiert
Anzahl der Antennenelemente	$N = 17$	$N = 14$
SLL	< -20 dB	< 10 dB, ansonsten zu viele Elemente
Halbwertsbreite	HPBW = $10^\circ - 12^\circ$	HPBW $< 7^\circ$
Direktivität	$D = 10,7$ dB	$D = 10,4 \dots 12,4$ dB (Winkelabh.)
Elementabstand	$d = \frac{c_0}{2f_h} = 1,5$ cm	$d = 0,27 T_P c_0 = 1,5$ cm
Länge der Gruppe	$L = (N - 1)d = 24$ cm	$L = (N - 1)d = 19,5$ cm
Inkrementelle Zeiteinheit	$\tau = 0,9 \frac{1}{2f_h} = 45$ ps	$\tau_{\text{res}} = 10$ ps
Winkelauflösung	kontinuierlich	$\varphi_{\text{min}} = \arcsin(\frac{c_0}{d} \tau_{\text{res}}) = 11,5^\circ$
max. Zeiteinheit	$\tau_{\text{max}} = (M - 1)\tau = 0,81$ ns	$\tau_{\text{max}} = \frac{(N-1)d}{c_0} \sin \varphi_{\text{max}} = 0,5$ ns
Filterordnung / Gliedanzahl	$M = 19$	$M = \tau_{\text{max}} / \tau_{\text{res}} = 50$
Störfestigkeit gegenüber Interferenzen	sehr hoch	gering
Berücksichtigung der Antennencharakteristik	ja	nein

sowie die Möglichkeit die Antennencharakteristik zu berücksichtigen hängen von der Anwendung ab und können eine wichtige Rolle spielen.

4.5 Strahlformung bei anderen Antennenanordnungen

Bis heute konzentrierte sich die Forschung im Wesentlichen auf lineare Gruppenantennen, was um so mehr für das recht neue Gebiet der Zeitbereichs-Strahlformung gilt. Strahlformung für kurze Pulse ist aber auch für andere geometrische Anordnungen der Antennenelemente denkbar, etwa für planare [Hus88] oder zirkulare [HAHO89] Gruppenantennen. Insgesamt aber gibt es zu diesem speziellen Thema in der Literatur nur sehr wenige Beiträge. Im Folgenden wird die Zeitbereichs-Strahlformung für zirkulare Gruppenantennen untersucht.

4.5.1 Zirkulare Gruppenantennen

Die Besonderheiten eines Strahlungsdiagramms aus einer zirkularen Gruppenantenne wurden bereits in Kapitel 3.3.6 untersucht. Bei der Zeitbereichs-Strahlformung gelten ähnliche

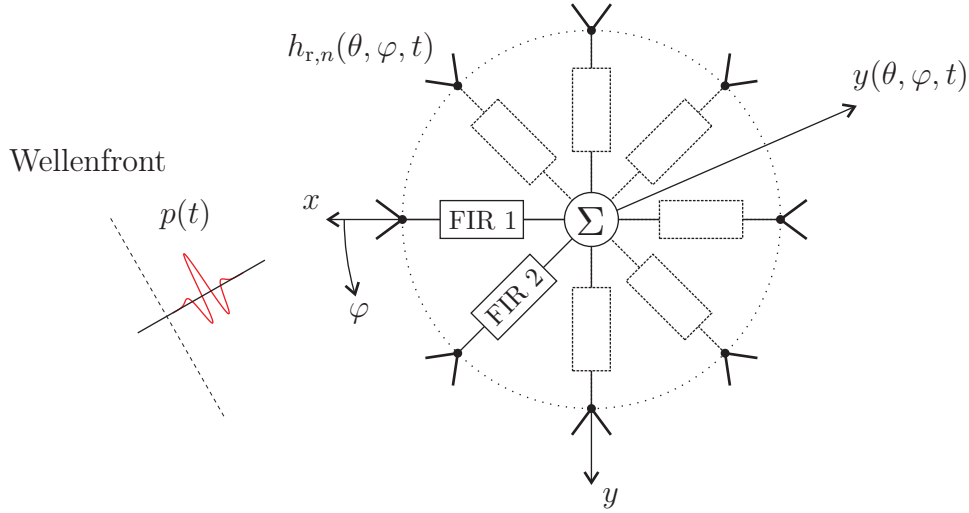


Abb. 4.14: Struktur und Berechnungsgrundlage eines FIR-Filter basierten Strahlformungsnetzwerks für eine zirkuläre Gruppenantenne.

Zusammenhänge wie bei linearen Gruppenantennen, sodass die Betrachtung hier in aller Kürze erfolgen kann.

Eine systematische Untersuchung der TTD-basierten Strahlformung für eine zirkuläre Gruppenantenne wurde im Hinblick diverser Parameter, unter anderem Gewinn und Halbwertsbreite, von [Scz07] durchgeführt und soll an dieser Stelle nicht weiter vertieft werden.

Aus denselben Gründen, die für ein erweitertes, FIR-Filter basiertes Strahlformungsnetzwerk für lineare Gruppenantennen gelten, soll dieses Konzept auch auf zirkuläre Gruppenantennen angewandt werden. Erste Untersuchungen in der eigenen Arbeitsgruppe zur Anwendung der FIR-Filter basierten Strahlformung auf zirkuläre Gruppenantennen wurden von [Sha07] unternommen. Das Prinzip ist wieder, dass anstelle eines Verzögerungselementes ein FIR-Filter hinter jedes Antennenelement platziert wird, siehe Abb. 4.14. Das Summationssignal lässt sich darstellen als

$$y(\theta, \varphi, t) = p(t) * \sum_{n=1}^N h_{r,n}(\theta, \varphi, t) * \delta(t - t_{0,n}) * \sum_{m=1}^M a_{nm} \delta(t - (m-1)\tau). \quad (4.5.1)$$

mit

$$t_{0,n} = \frac{a}{c_0} \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \quad \text{und} \quad \varphi_n = 2\pi \left(\frac{n}{N} \right).$$

Der Radius a der zirkulären Gruppenantenne richtet sich nach der oberen Grenze f_h des betrachteten Frequenzbandes, genauso wie es auch bei der linearen Gruppenantenne der Fall ist. Eingesetzt in Gl. 3.3.15 berechnet sich so der Radius zu

$$a = \frac{c_0}{4\pi} \frac{N}{f_h}. \quad (4.5.2)$$

Nach der Transformation in den Frequenzbereich lässt sich die Übertragungsfunktion der

Gruppenantenne definieren als

$$\begin{aligned}
 H_{\text{Gr}}(\theta, \varphi, f) &= \frac{Y(\theta, \varphi, f)}{P(f)} \\
 &= \sum_{n=1}^N H_{r,n}(\theta, \varphi, f) \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f(t_{0,n} + (m-1)\tau)}
 \end{aligned} \tag{4.5.3}$$

Zur Beschreibung des Strahlformungsnetzwerks *ohne* Einfluss der Antennenelemente gelte die Annahme

$$H_{r,n}(\theta, \varphi, f) = 1 \quad \forall n, \theta, \varphi, f,$$

dann lässt sich die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks bestimmen zu

$$H_{\text{SN}}(\theta, \varphi, f) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{-j2\pi f(t_{0,n} + (m-1)\tau)}. \tag{4.5.4}$$

Man erkennt, dass die Übertragungsfunktionen der Gruppenantenne und des Strahlformungsnetzwerks bis auf die räumliche Verzögerungszeit $t_{0,n}$ identisch sind mit denen der linearen Gruppenantenne, siehe Gl.4.4.6 und Gl. 4.4.7. Genauso wie dort lässt sich die Matrix der Filterkoeffizienten berechnen, indem die Übertragungsfunktion des Strahlformungsnetzwerks gleichgesetzt wird mit einer Referenz-Übertragungsfunktion. Allerdings befindet sich bei der zirkularen Gruppenantenne der Zählindex n innerhalb der Kosinusfunktion und ist damit nichtlinear. Aus diesem Grund kommt hier zur Matrixberechnung nur eine mathematische Optimierung (Kapitel 4.4.2.1) infrage.

4.6 Zusammenfassung

Elektronische Strahlformung für ultrabreitbandige Signale ist möglich. In Betracht kommen dabei zwei vom Ansatz her recht unterschiedliche Konzepte, wovon eines, das TTD-basierte Strahlformungskonzept, den derzeitigen Stand der Wissenschaft repräsentiert. Es konnten jedoch in diesem Kapitel Gründe aufgezeigt werden, die dieses Strahlformungskonzept als wenig flexibel und zum Teil sogar ungeeignet erscheinen lassen. Daher wurde auf der Basis bekannter Ansätze aus der Literatur ein erweitertes, FIR-Filter basiertes Strahlformungskonzept entwickelt und systematisch untersucht. Damit lassen sich Strahlungsdiagramme ähnlich nach klassischen Synthesemethoden realisieren. Darüber hinaus lassen sich weitere Funktionen mit dem Strahlformungsnetzwerk umsetzen, etwa die Kompensation frequenzabhängiger Einflüsse im Übertragungssystem (Übertragungsfunktionen der Antennen, Elementverkopplung, etc.). Das FIR-Filter basierte Strahlformungskonzept wurde sowohl für lineare als auch für zirkulare Gruppenantennen entwickelt.

Die Struktur der Elemente für die Strahlformungsnetzwerke ist sehr ähnlich, ganz gleich ob TTD- oder FIR-Filter basiert. Damit ist auch der technische Aufwand zur Realisierung vergleichbar und sollte bei der Entscheidungsfindung eher sekundär sein. Es zeichnet sich aber auch ab, dass der zu erwartende technische Aufwand zur Realisierung beider Konzepte nicht unerheblich ist. Das liegt vor allem daran, dass zur Erzielung geeigneter Strahlungsdiagramme große Gruppenantennen mit vielen Elementen benötigt werden. Mehr dazu ist im experimentellen Teil dieser Arbeit (Kapitel 6 und 7) zu finden.

Berücksichtigung der Antennenelemente

Zur Herleitung und Beschreibung des erweiterten Strahlformungsnetzwerks im vorherigen Kapitel wurde die ultrabreitbandige Gruppenantenne zunächst idealisiert betrachtet, d. h., die einzelnen Antennenelemente, die die Gruppenantenne bildeten, waren Isotropstrahler. Des Weiteren wurde mit der Gruppenantenne nur ein Teil des drahtlosen Übertragungssystems betrachtet, welches vollständig aus den Elementen Sender, Kanal und Empfänger besteht, Kapitel 5.1. Sende- und Empfangsantennen können dabei Einzel oder Gruppenantennen sein. Bei Schmalbandsystemen ist jedes Element des Übertragungssystems auf die Systemfrequenz hin optimiert und die Betrachtung der Frequenzabhängigkeit erübrigt sich. Bei breitbandigen oder ultrabreitbandigen Systemen aber weist jedes Element im betrachteten Frequenzbereich eine gewisse Frequenzabhängigkeit auf, sowohl hinsichtlich der Amplitude als auch der Phase. Insbesondere die Antennenelemente besitzen je nach Bauart eine ausgeprägte Frequenzcharakteristik, die sich im Zeitbereich etwa durch Nachschwingen (engl. ringing) in der Impulsantwort bemerkbar macht, Kapitel 5.2. Bei Gruppenantennen besteht darüber hinaus die Gefahr der Elementverkopplung, die ebenfalls frequenzabhängig ist, Kapitel 5.3. Beides äußert sich im Zeitbereich dadurch, dass das gesendete Signal verzerrt empfangen wird. In welchem Ausmaß Verzerrungen die Systemempfindlichkeit bei UWB-Systemen beeinflussen, ist bisher wenig untersucht worden, z. B. von [WK05]. Solche Ergebnisse und die Erfahrungen aus anderen Übertragungstechniken, etwa der Glasfasertechnik, lassen den Schluss zu, dass der Einfluss realer Elemente für ein UWB-Übertragungssystem nicht unerheblich ist.

Der Einfluss von Verzerrungen auf die Signalqualität ist besonders in der Glasfasertechnik hinreichend bekannt. Dispersionen verschiedenen Ursprungs (chromatische Dispersion, Modendispersion, Polarisationsmodendispersion) können bei der Datenübertragung mit

Glasfasern Intersymbolinterferenzen verursachen, was entscheidend die Übertragungsgeschwindigkeit und Reichweite begrenzt [MBH⁺05]. Um den genannten Problemen entgegen zu wirken, benötigt der Sendeempfänger eine Schaltung zur Entzerrung (engl. equalizer). Infrage kommen optische, digitale und analoge Lösungen [AHK⁺02]. Optische Kanalentzerrer (engl. optical compensation techniques) sind recht teuer und unflexibel, weshalb, wenn möglich, auf elektronische Komponenten zurückgegriffen wird, in Form von digitalen oder analogen Hochgeschwindigkeits-IC¹s. Digitale Entzerrerschaltungen weisen eine hohe Genauigkeit und Leistungsfähigkeit aus, benötigen bei hohen Abtastraten aber entsprechende ADUs. Aus diesem Grund spielen analoge Entzerrerschaltungen bei Glasfasersystemen eine wichtige Rolle. Solche Schaltungen bestehen in Wesentlichen aus Verzögerungsleitungen und Breitband-Multiplizierern, entsprechen in ihrem Aufbau also analogen FIR-Filtern. Konzepte für sehr hohe Abtastraten (10 Gb/s) wurden auf Basis von Wanderwellenverstärkern bereits vorgestellt, z. B. [WTP⁺03; MBH⁺05]. Auch für andere Anwendungen wurden analoge FIR-Filter entwickelt, etwa zur Kompensation von Intersymbolinterferenzen beim Gigabit Ethernet [VAFS05]² oder zur Kompensation von frequenzabhängigen Verlusten in Busplatinen [HV04]. Im Zusammenhang mit Impuls-UWB wurde ein analoges FIR-Filter von [ZW06] vorgestellt.

Aufgrund der ähnlichen Anforderungen an eine Entzerrerschaltung bietet sich das Konzept der FIR-Filter basierten Entzerrung für UWB-Antennensysteme an. Der besondere Ansatz in dieser Arbeit liegt darin, dass die FIR-Filter Koeffizienten für die Strahlformung (vorheriges Kapitel) so umgerechnet werden können, dass die Elemente gleichzeitig zur Entzerrung oder, im Sendefall, zur Vorverzerrung genutzt werden können, Kapitel 5.4.

Bei der Elementverkopplung von Gruppenantennen spielt neben der möglichen Verzerrung von Pulsen auch eine Beeinflussung des Strahlungsdiagramms eine Rolle. Denn Elementverkopplung verschlechtert auch die Halbwertsbreite, den SLL sowie Tiefe und Lage der Nullstellen [HB04]. Das bedeutet, dass zur Kompensation der Elementverkopplung die Konzentration auf die Hauptstrahlrichtung nicht ausreicht und die Gruppenantenne ganzheitlich betrachtet werden muss, Kapitel 5.5.

In Kapitel 5.7 wird ein ausführliches Simulationsbeispiel eines UWB-Übertragungssystems gezeigt, welches die grundlegenden Konzepte dieses und des vorherigen Kapitels veranschaulichen soll.

5.1 Ursachen für Pulsverzerrungen

Abb. 5.1 zeigt vereinfacht dargestellt ein typisches UWB-Übertragungssystem [ADO⁺07, Kapitel 10.5]. Eine Sendeantenne wird mit einem kurzen Puls $p(t)$ gespeist. Die Charakteristik der Sendeantenne kann im Zeitbereich durch ihre Impulsantwort $\mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, t)$ als Funktion der Raumrichtung der Abstrahlung $\hat{\mathbf{r}}_t$ beschrieben werden. Die Impulsantwort der Antenne wird hier als Vektor dargestellt, um die vertikale und horizontale Polarisation in einem einzigen Ausdruck zu beschreiben. Der Richtungsvektor $\hat{\mathbf{r}}_t$ ist auf seine Einheitslänge normiert und kann alternativ auch durch ein Wertepaar aus Elevations- und Azimutwinkel ausgedrückt werden (θ_t, φ_t) . Der Raum zwischen der Sende- und

¹Integrated circuit

²Hier handelt es sich allerdings nicht um ein FIR-Filter auf Basis von Wanderwellenverstärkern. Die Verzögerungszeit wird auf Basis von Taktzyklen realisiert, was eher einem digitalen Filter entspricht.

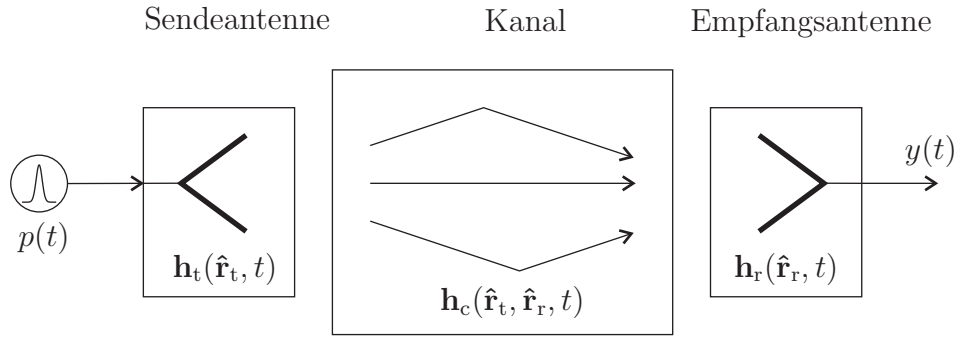


Abb. 5.1: Blockdiagramm zur Beschreibung eines pulsbasierten Übertragungssystems.

Empfangsantenne wird durch die Impulsantwort $\mathbf{h}_c(\hat{\mathbf{r}}_t, \hat{\mathbf{r}}_r, t)$ des Kanals³ beschrieben (siehe dazu Kapitel 2.5). Auch der Kanal hat eine Richtungsabhängigkeit, denn von der Sendeantenne breiten sich Pfade in unterschiedliche Raumrichtungen $\hat{\mathbf{r}}_t$ aus und treffen aus den Richtungen $\hat{\mathbf{r}}_r$ auf die Empfangsantenne. Diese wiederum hat die Impulsantwort $\mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, t)$ und liefert den Ausgangspuls $y(t)$. Der Ausgangspuls lässt sich in Abhängigkeit des gesendeten Pulses schreiben als [Ree05, Kapitel 4.1]

$$y(t) \propto p(t) * \frac{\partial}{\partial t} \int_{\Omega_t} \int_{\Omega_r} [\mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, t) * \mathbf{h}_c(\hat{\mathbf{r}}_t, \hat{\mathbf{r}}_r, t) * \mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, t)] \partial\Omega_r \partial\Omega_t \quad (5.1.1)$$

Die Integration über die Räume Ω_t und Ω_r der Sende- und Empfangsantenne verbindet die verteilten Signale der Mehrwegekomponenten zu einem einzigen Ausdruck.

Wie der Ausdruck in Gl. 5.1.1 zeigt, gibt es mindestens drei Quellen, die den Puls $p(t)$ beeinflussen und somit verzerren können, nämlich die Sendeantenne, der Kanal und die Empfangsantenne. Die Ursachen für Pulsverzerrungen durch die Antennen setzen sich im Wesentlichen aus den folgenden Anteilen zusammen:

- Frequenzabhängige Übertragungsfunktion, sowohl bzgl. der Amplitude als auch der Phase. Gleichzeitig ist die Übertragungsfunktion auch eine Funktion des Abstrahlungswinkels, siehe Kapitel 5.2.
- Für die Sendeantenne gilt zusätzlich, dass sie keinen Gleichanteil abstrahlen kann. Deshalb differenziert sie den anliegenden Puls.
- Fehlanpassung der Antenne an die Sende- und Empfangselektronik.
- Bei Gruppenantennen: frequenzabhängige Elementverkopplung, siehe Kapitel 5.3

Pulsverzerrungen in Indoor-Umgebungen, die durch den Kanal beschrieben werden können, treten auf, weil Pulse Gegenstände oder Wände passieren oder an ihnen reflektiert werden [Ree05, Kapitel 3.6]. Dabei haben verschiedene Materialien unterschiedliche Frequenzgänge. Ebenso sind Beugungseffekte frequenzabhängig. Bei der Reflexion an Gegenständen kann es passieren, dass sich die Polarisation des Pulses ändert und dass der reflektierte Puls ein Nachschwingen in der Größenordnung der Resonanzfrequenz des Objekts aufweist. In der Summe führt das dazu, dass jeder Pfad des Kanals eine andere Verzerrung aufweist und somit sehr schwer vorhersagbar ist.

³Die Impulsantwort des Kanals wird hier durch eine 2×2 Matrix beschrieben und verknüpft gleichartige und unterschiedliche Polarisationen der Sende- und Empfangsantenne miteinander.

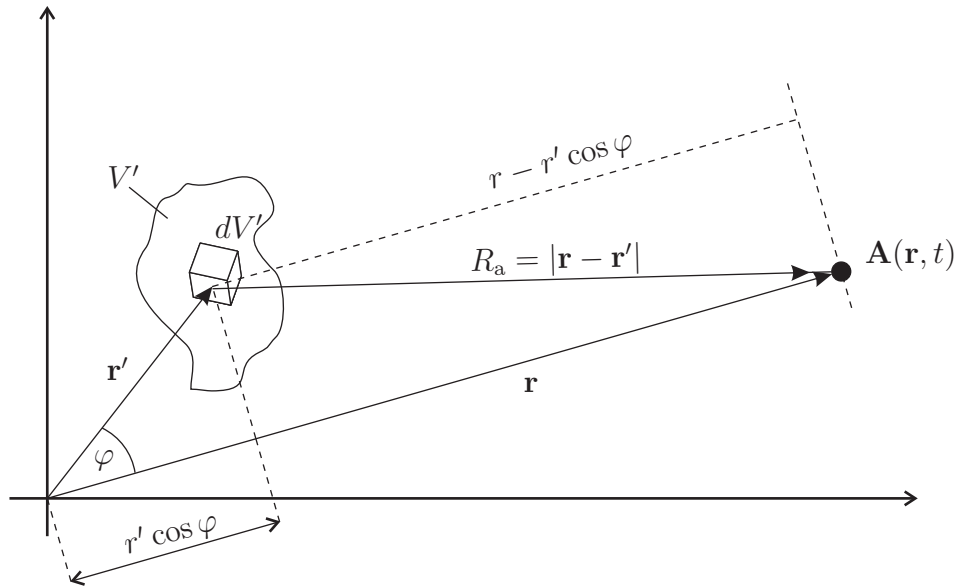


Abb. 5.2: Fernfeldapproximation (ähnlich [ST98, Kapitel 1.5]).

Diese beschriebenen nicht-idealen Antennen- und Kanaleigenschaften können nicht verhindert werden, da sie auf physikalischen Effekten beruhen. Aus diesem Grund muss ein Übertragungssystem entweder robust genug sein, um reale Elementeeigenschaften und physikalische Effekte zu tolerieren oder es müssen Maßnahmen getroffen werden, um diese Effekte so weit wie möglich zu kompensieren. Verzerrungen durch die Antennenelemente sind in einem Übertragungssystem gut abschätzbar, da sich die Elemente nicht weiter verändern. Kanalverzerrungen dagegen sind vom Raum abhängig und können sich ständig verändern. Eine Kompensation von Pulsverzerrungen ist somit nur unter Betrachtung der Antennenelemente und für den direkten Pfad (LOS) sinnvoll oder möglich. Die Kernidee dieser Arbeit besteht deshalb darin, durch Strahlformung den direkten Pfad des Kanals herauszufiltern (räumliche Filterung) und gleichzeitig den so empfangenen Puls durch Kompensation zu entzerren (zeitliche Filterung) [NEHH⁺06]. Verzerrungen und Inter-symbolinterferenzen durch den Kanal spielen dann keine so große Rolle mehr. Aus diesem Grund wird im Folgenden der Fokus auf die Beschreibung der Antennenelemente gelegt und darauf aufbauend ein Konzept zur Pulsentzerrung hergeleitet.

5.2 Beschreibung und Charakterisierung von ultrabreitbandigen Antennen

5.2.1 Antennenimpulsantwort

Das abgestrahlte elektrische Fernfeld lässt sich als Funktion des Ortes \mathbf{r} und der Zeit t darstellen und berechnet sich als die zeitliche Ableitung des Vektorpotenzial $\mathbf{A}(\mathbf{r}, t)$ [Bal05, Kapitel 3.6], gemäß

$$\mathbf{E}_{\text{rad}}(\mathbf{r}, t) \simeq -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A}(\mathbf{r}, t). \quad (5.2.1)$$

Die vektorielle Behandlung des elektrischen Feldes und des Vektorpotenzials rührt von deren Polarisation her. Für Fernfeldgrößen werden diese normalerweise in sphärischen

Koordinaten angegeben als

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{e}_\theta A_\theta(\mathbf{r}, t) + \mathbf{e}_\varphi A_\varphi(\mathbf{r}, t).$$

Die Radialkomponente \mathbf{e}_r entfällt unter der Fernfeldbedingung [Bal05, Kapitel 3.6].

Die Berechnung des Vektorpotenzials $\mathbf{A}(\mathbf{r}, t)$ und dessen Fernfeldapproximation ist in Abb. 5.2 skizziert. Die Position des Beobachters wird mit der Koordinate \mathbf{r} beschrieben. Das Volumen V' begrenzt die Strahlungsquelle, also die Antenne mit entsprechender Stromdichteverteilung auf der Oberfläche. Das infinitesimal kleine Volumenelement dV' ist mit der räumlichen Koordinate \mathbf{r}' verknüpft. Der Abstand zwischen Volumenelement und Beobachter ist allgemein $|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$.

Das Vektorpotenzial $\mathbf{A}(\mathbf{r}, t)$ berechnet sich als [SHK97]

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{V'} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}', t - R_a/c_0)}{R_a} dV' \quad \text{mit} \quad R_a = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|, \quad (5.2.2)$$

worin \mathbf{J} die Stromdichteverteilung auf der Antennenoberfläche beschreibt. Unter Fernfeldbedingung lässt sich der Abstand R_a zwischen der Quelle und dem Beobachter mittels einer Taylorreihe approximieren zu [Orf04, Kapitel 13.7]

$$\begin{aligned} R_a = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \varphi + r'^2} \\ &\simeq r - r' \cos \varphi + \frac{r'^2}{2r} \sin^2 \varphi. \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

Die Approximation erster Ordnung ergibt sich, wenn die maximale zeitliche Verzögerung durch den letzten Term in Gl. 5.2.3 vernachlässigt werden kann bzw. klein gegenüber der Pulslänge T_P ist, also [SHK97]

$$\frac{L^2}{r} \ll c_0 T_P, \quad (5.2.4)$$

mit L für die maximale Ausdehnung der Strahlungsquelle. Diese Formel lässt sich in die bekannte Frequenzbereichsdarstellung ($2L^2/\lambda \ll r$) überführen mit der Substitution $T_P = 1/(2f_h)$ mit f_h für die obere Frequenz, die mit dem Puls verknüpft ist.

Somit kann der Abstand R_a für die Fernfeldbedingung wie folgt ausgedrückt werden:

$$R_a \simeq r - r' \cos \varphi = r - \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}' \quad \text{mit} \quad \hat{\mathbf{r}} = \frac{\mathbf{r}}{r}. \quad (5.2.5)$$

Gl. 5.2.2 lässt sich dann unter Fernfeldbedingung darstellen als

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) \simeq \frac{\mu}{4\pi r} \int_{V'} \mathbf{J} \left(\mathbf{r}', t - \frac{r - \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'}{c_0} \right) dV'. \quad (5.2.6)$$

Impulsantwort der Sendeantenne

Die Impulsantwort der Sendeantenne beschreibt die Beziehung zwischen dem hinlaufenden Strom $I^+(t)$ am Eingangstor der Antenne und dem abgestrahlten elektrischen Fernfeld [SHK97]. Die auch als effektive Höhe einer Antenne bezeichneten Größe lässt sich auf

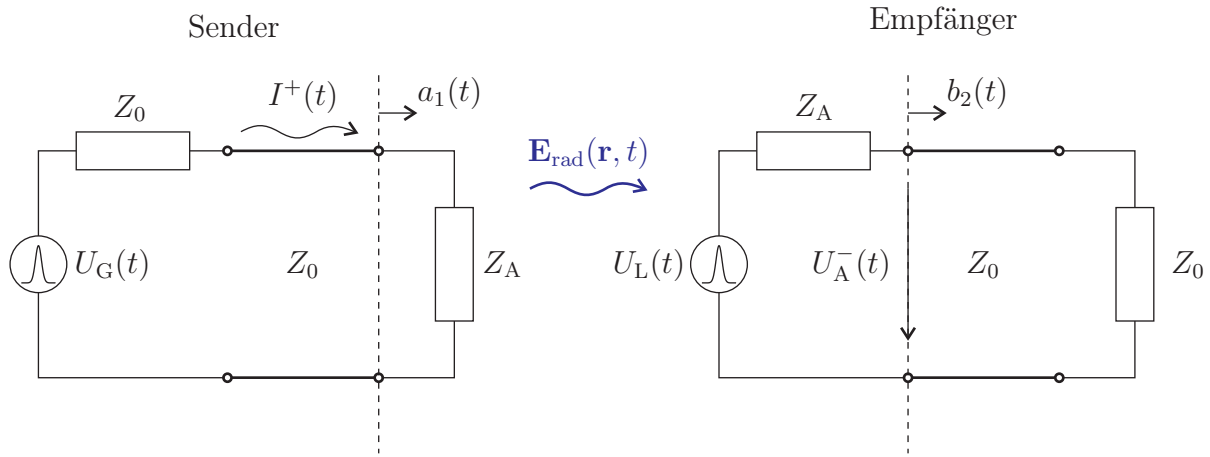


Abb. 5.3: Ersatzschaltbild zur Beschreibung von Abstrahlung und Empfang eines Signals im Zeitbereich.

der Basis von Gl. 5.2.6 berechnen als

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t) &= \left(\int_{V'} \mathbf{J}_\delta(\mathbf{r}', t - \frac{r - \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'}{c_0}) dV' \right) * \delta\left(t + \frac{r}{c_0}\right) \\ &= \int_{V'} \mathbf{J}_\delta\left(\mathbf{r}', t + \frac{\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'}{c_0}\right) dV'. \end{aligned} \quad (5.2.7)$$

Die Größe \mathbf{J}_δ beschreibt die Stromdichteverteilung, die aus einem Dirac-Speisestrom resultiert, also $I^+(t) = \delta(t)$. Die zeitliche Verschiebung um den Faktor $+r/c_0$ ist notwendig, um die Impulsantwort $\mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t)$ zurück in den Ursprung zu verschieben, also unabhängig von der Entfernung des Beobachters zu machen. Die vektorielle Schreibweise der Impulsantwort beinhaltet die zwei Komponenten für die horizontale und vertikale Polarisation der Antenne.

Durch Substitution der Gl. 5.2.7 und 5.2.6 in Gl. 5.2.1 erhält man das abgestrahlte elektrische Fernfeld als Funktion der effektiven Höhe der Sendeantenne:

$$\mathbf{E}_{\text{rad}}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu}{4\pi r} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t) * I^+(t) * \delta(t - r/c_0). \quad (5.2.8)$$

Ein Ersatzschaltbild zur Beschreibung elektromagnetischer Abstrahlung und dessen Empfang ist in Abb. 5.3 zu sehen. Eine Antenne mit der Impedanz Z_A wird über eine Leitung (charakteristische Impedanz Z_0) von einem Generator gespeist. Der hinlaufende Strom durch die Antenne wird mit I^+ bezeichnet. Die Impulsantwort der Antenne ist mit dem hinlaufenden Strom $I^+(t)$ verknüpft, *nicht* mit dem Gesamtstrom $I(t)$. Mögliche Reflexionen durch Fehlanpassung ($Z_A \neq Z_0$) sind in der Impulsantwort der Antenne $\mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t)$ bereits enthalten. Ist eine von Reflexionen bereinigte Impulsantwort gewünscht, so gilt folgende Beziehung:

$$\tilde{\mathbf{h}}_t(\hat{\mathbf{r}}, t) = \frac{\mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t)}{1 - s_{11}(t)} \quad \text{mit} \quad s_{11}(t) = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (5.2.9)$$

Alternativ kann das elektrische Feld auch als Funktion von Wellengrößen dargestellt werden. Wenn, wie in Abb. 5.3 dargestellt, $I^+(t)$ der hinlaufende Strom und $a_1(t)$ die entsprechende Wellengröße ist mit

$$a_1(t) = I^+(t) \sqrt{Z_0},$$

so lässt sich das elektrische Feld darstellen als

$$\mathbf{E}_{\text{rad}}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu}{4\pi r \sqrt{Z_0}} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}, t) * a_1(t) * \delta(t - r/c_0). \quad (5.2.10)$$

Impulsantwort der Empfangsantenne

Im Empfangsfall ist die aus dem Tor auslaufende Spannungswelle $U_A^-(t)$ von Bedeutung, wenn die Antenne mit der Impedanz Z_A über eine Leitung mit der Lastimpedanz Z_0 verbunden ist, siehe Abb. 5.3 rechts. Die Leerlaufspannung $U_L(t)$ an der Empfangsantenne ist mit dem empfangenen elektrischen Feld verknüpft durch [Ree05, Kapitel 4.1]

$$U_L(t) = -\mathbf{E}_i(\hat{\mathbf{r}}, t) * \mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}, t), \quad (5.2.11)$$

mit $\mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}, t)$ für die Impulsantwort oder effektive Höhe der Empfangsantenne. Für die Darstellung mittels Wellengrößen wird folgende Beziehung benötigt:

$$b_2(t) = \frac{U_a(t)^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \frac{U_L(t)}{\sqrt{Z_0}}.$$

Durch Substitution in Gl. 5.2.11 ergibt sich für die Wellengröße am Tor der Empfangsantenne der Ausdruck

$$b_2(t) = -\frac{1}{2\sqrt{Z_0}} \mathbf{E}_i(\hat{\mathbf{r}}, t) * \mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}, t). \quad (5.2.12)$$

Übertragungsmodell

Substitution der Gl. 5.2.10 in Gl. 5.2.12 ergibt eine Wellengröße als Funktion des Einheitsvektors der Abstrahlrichtung $\hat{\mathbf{r}}_t$ und des Einheitsvektors der Empfangsrichtung $\hat{\mathbf{r}}_r$:

$$b_2(t) = \frac{1}{8} \frac{\mu}{\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, t) * \mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, t) * a_1(t) * \delta(t - r/c_0) \quad (5.2.13)$$

Der Transmissionskoeffizient $s_{21}(t)$, der die Übertragung eines Signals von der Sendeanenne zur Empfangsantenne im Zeitbereich beschreibt, berechnet sich zu

$$\begin{aligned} s_{21}(t) &= \frac{b_2(t)}{a_1(t)} \\ &= \frac{1}{8} \frac{\mu}{\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, t) * \mathbf{h}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, t) * \delta(t - r/c_0) \end{aligned} \quad (5.2.14)$$

Der entsprechende Ausdruck für die Beschreibung im Frequenzbereich sieht wie folgt aus:

$$S_{21}(\omega) = \frac{1}{8} \frac{j\omega\mu}{\pi r Z_0} \mathbf{H}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) \mathbf{H}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega) e^{-j\omega \frac{r}{c_0}}. \quad (5.2.15)$$

Zur Definition der Impulsantworten für die Sende- und Empfangsantenne wurden in dieser Herleitung die Wellengrößen am Sende- und Empfangstor als Bezugsgrößen definiert. In

der Literatur sind oft andere Bezugsgrößen und Normierungen zu finden, etwa die Quellenspannung am Sender und die Leerlaufspannung an der Empfangsantenne. Deshalb weisen die gefundenen Ausdrücke dort eine andere Proportionalität auf [SHK97; SW05], [Ree05, Kapitel 4.1]. Eine allgemeingültige und bindende Definition für die Impulsantwort einer Antenne steht noch aus.

Aus dem eingangs dieses Abschnitts genannten Grund ist die Impulsantwort bzw. die Übertragungsfunktion der Antenne eine vektorielle Größe, mit den zwei Komponenten zur Beschreibung der horizontalen und vertikalen Polarisierung. Wenn die Kreuzpolarisation vernachlässigt werden kann, wie es in dieser Arbeit meist der Fall ist, kann auf die vektorielle Schreibweise verzichtet werden.

5.2.2 Charakterisierung einer UWB-Antenne

Die Impulsantwort $\mathbf{h}(\hat{\mathbf{r}}, t)$ beschreibt das Abstrahl- und Empfangsverhalten einer Antenne vollständig. Aus ihr lassen sich andere Größen ableiten, welche die Qualität oder Funktion einer Antenne beschreiben.

Gewinn (engl. gain)

Der frequenz- und richtungsabhängige Gewinn $G(\hat{\mathbf{r}}, \omega)$ einer Antenne geht folgendermaßen in die bekannte Friis-Formel ein:

$$P_r(\omega) = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) G_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega) P_t, \quad (5.2.16)$$

wobei P_t die verfügbare Leistung und P_r die empfangene Leistung an einer angepassten Last repräsentieren. Diese Gleichung lässt sich mit dem Transmissionskoeffizienten $S_{21}(\omega)$ ausdrücken als

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) G_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega). \quad (5.2.17)$$

Unter der Annahme, dass Sende- und Empfangsantenne identisch sind, also $G_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) = G_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega) = G(\hat{\mathbf{r}}, \omega)$, lässt sich Gl. 5.2.17 gleichsetzen mit Gl. 5.2.15 und nach $G(\hat{\mathbf{r}}, \omega)$ auflösen, also

$$G(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = \frac{\mu}{4\pi c_0 Z_0} \omega^2 |\mathbf{H}(\hat{\mathbf{r}}, \omega)|^2. \quad (5.2.18)$$

Hier wurde benutzt, dass $\mathbf{H}_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) = \mathbf{H}_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega) = \mathbf{H}(\hat{\mathbf{r}}, \omega)$. Der über die Bandbreite gemittelte Gewinn lässt sich darstellen als [SW05]

$$\overline{G}(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\hat{\mathbf{r}}, \omega) d\omega. \quad (5.2.19)$$

Gruppenlaufzeit (engl. group delay)

Die Gruppenlaufzeit ist ein Maß für die Phasenverzerrung, die ein Filter oder eine Antenne verursacht. Sie berechnet sich aus der Phase der Impulsantwort der Antenne

$$\tau_g(\omega) = \frac{\partial}{\partial \omega} \phi(\omega) \quad \text{mit} \quad \phi(\omega) = \angle(H(\omega)). \quad (5.2.20)$$

Die geringste Verzerrung tritt auf, wenn die Gruppenlaufzeit konstant bzw. die Phase der Antennenimpulsantwort linear ist.

Wiedergabetreue (engl. fidelity)

Mittels der Wiedergabetreue einer Antenne kann eine Abschätzung über die Qualität des empfangenen Pulses gemacht werden. Sie gibt an, in wie weit der empfangene Puls $b_2(t)$ dem Quellenpuls $a_1(t)$ entspricht. Die Wiedergabetreue ist definiert als [TL06]

$$F = \max_{\tau} \left\{ \frac{\int a_1(t) \cdot b_2(t - \tau) dt}{\sqrt{\int a_1^2(t) dt} \sqrt{\int b_2^2(t) dt}} \right\}. \quad (5.2.21)$$

Mathematisch entspricht die Wiedergabetreue dem Betragsmaximum der Kreuzkorrelation zwischen dem empfangenen Puls und dem idealen (gesendeten) Puls. Falls beide Pulse identisch sind, gilt $F = 1$.

Spitzenwert (engl. peak value)

Der Spitzenwert der Antennenimpulsantwort

$$p(\hat{\mathbf{r}}) = \max_t |h(\hat{\mathbf{r}}, t)| \quad (5.2.22)$$

gibt die maximal zu erwartende Signalspitze an.

Breite der Einhüllenden (engl. FWHM⁴)

Ein Maß für die lineare Verzerrung der Antenne ist die Breite der Einhüllenden der Impulsantwort. Die FWHM ist definiert als die Breite, bei der die Amplitude um die Hälfte des Maximalwertes abgefallen ist [SW05].

$$\text{FWHM}(\hat{\mathbf{r}}) = t^+ \big|_{|h(\hat{\mathbf{r}}, t^+)|=p(\hat{\mathbf{r}})/2} - t^- \big|_{|h(\hat{\mathbf{r}}, t^-)|=p(\hat{\mathbf{r}})/2} \quad \text{mit} \quad t^+ > t^-. \quad (5.2.23)$$

Nachschwingdauer (engl. ringing)

Die Nachschwingdauer $\tau_{r,\alpha}$ der Antenne ist definiert als die Dauer, bei der die Einhüllende der Impulsantwort von ihrem Spitzenwert $p(\hat{\mathbf{r}})$ auf auf einen kleineren Wert $\alpha \cdot p(\hat{\mathbf{r}})$ abgefallen ist [SW05].

$$\tau_{r,\alpha}(\hat{\mathbf{r}}) = t_{\alpha} \big|_{|h(\hat{\mathbf{r}}, t_{\alpha})|=\alpha p(\hat{\mathbf{r}})} - t_p \big|_{|h(\hat{\mathbf{r}}, t_p)|=p(\hat{\mathbf{r}})} \quad \text{mit} \quad t_{\alpha} > t_p. \quad (5.2.24)$$

Es gibt keine klare Definition für einen Zahlenwert für den Faktor α . Dessen Wahl hängt bei Messungen unter anderem vom Grundrauschen ab. Ein sinnvoller Startwert kann etwa $\alpha = 10 \%$ sein.

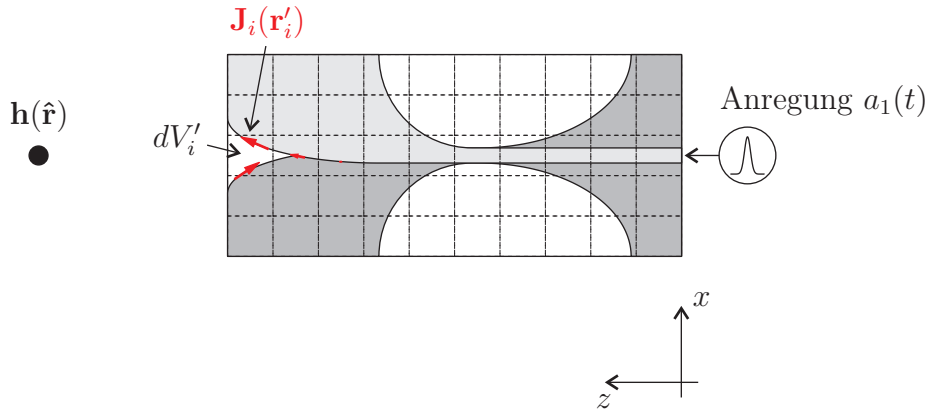


Abb. 5.4: Prinzip der Simulation der Antennenimpulsantwort.

5.2.3 Simulation und Messung der Antennenimpulsantwort

Die Impulsantwort einer Antenne lässt sich über die Stromdichteverteilung auf der Antennenoberfläche berechnen, siehe Gl. 5.2.7. Die Stromdichteverteilung kann mit entsprechender Software numerisch simuliert werden. In dieser Arbeit wurde dazu ein 3D-Vollwellensimulator verwendet, der mittels der Finite-Integral-Methode das elektromagnetische Problem im Zeitbereich löst (CST⁵ Microwave Studio).

Zum Erhalt einer numerischen Lösung muss das Problem diskretisiert werden, wie in Abb. 5.4 am Beispiel einer Vivaldi-Antenna gezeigt [Mic01]. Das gesamte Volumen wird in diskrete Zellen V'_i unterteilt; jede Zelle ist mit einem Ortsvektor \mathbf{r}'_i verknüpft. Zu einem Zeitpunkt t wird die Stromdichte \mathbf{J}_i in einer Zelle berechnet. Die Stromdichte hängt von Anregungsfunktion $a_1(t)$ ab, die theoretisch eine Dirac-Funktion sein müsste, um eine Impulsantwort zu liefern. Eine Diracfunktion ist jedoch nicht stetig, was bei numerischen Verfahren zu Problemen führt. Daher ist die Anregungsfunktion im Allgemeinen ein kurzer Puls, z. B. ein Gaußpuls. Die daraus resultierende Antwort ist im strengen Sinne dann keine Impulsantwort, sondern die Antwort auf die gewählte Anregungsfunktion. Ist diese allerdings hinreichend kurz, so ist das Ergebnis eine beliebig genaue Näherung an die gesuchte Impulsantwort.

Die Impulsantwort am normierten Ort $\hat{\mathbf{r}}$ kann nun durch Superposition der zeitlich verschobenen Stromdichten in den Zellen V_i mit dem Ausdruck

$$\mathbf{h}(\hat{\mathbf{r}}, t) = \sum_{V'_i} \mathbf{J}_i \left(\mathbf{r}'_i, t + \frac{\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'_i}{c_0} \right) V'_i \quad (5.2.25)$$

berechnet werden.

Die Messung der Antennenimpulsantwort kann mithilfe eines Vektor-Netzwerkanalysators (VNA⁶) durchgeführt werden, siehe Abb. 5.5. Zwei Antennen werden dazu in einem definierten Abstand zueinander positioniert, nach Möglichkeit in einer Absorberkammer, um Reflexionen und Mehrwegeausbreitungen zu vermeiden. Der Transmissionskoeffizient $S_{21}(\omega)$ zwischen Sende- und Empfangsantenne wird als komplexe Größe im Frequenzbereich gemessen.

⁴Full width at half maximum

⁵Computer Simulation Technology

⁶Vector network analyzer

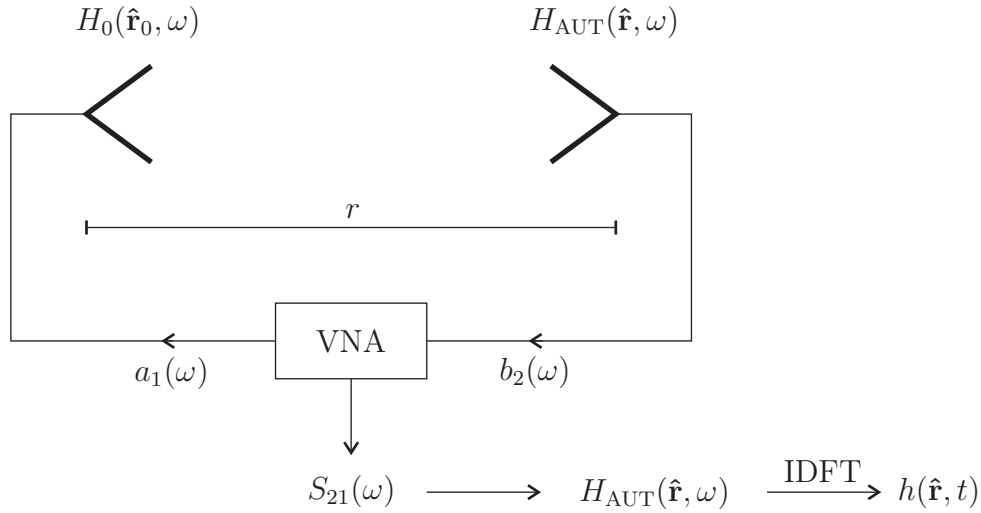


Abb. 5.5: Prinzip der Messung der Antennenimpulsantwort.

Da die Charakteristik sowohl der Sende- als auch der Empfangsantenne die Messung beeinflusst, wird zunächst eine Referenzmessung mit zwei identischen Antennen durchgeführt⁷, sodass $H_t(\hat{\mathbf{r}}_t, \omega) = H_r(\hat{\mathbf{r}}_r, \omega) = H_0(\hat{\mathbf{r}}, \omega)$. Gl. 5.2.15 wird dann aufgelöst nach der Übertragungsfunktion $H_0(\hat{\mathbf{r}}_0, \omega)$, was zu dem Ausdruck

$$H_0(\hat{\mathbf{r}}_0, \omega) = \sqrt{\frac{8\pi r Z_0 S_{21}(\omega)}{j\omega\mu}} e^{j\omega r/c_0} \quad (5.2.26)$$

führt. Der Einheitsvektor $\hat{\mathbf{r}}_0$ bedeutet, dass beide Antennen im selben Winkel relativ zu ihrem lokalen Koordinatensystem aufeinander ausgerichtet sind. Mit dieser nun bekannten Referenzantenne kann die Übertragungsfunktion jeder anderen zu untersuchenden Antenne (AUT⁸) gemessen werden, indem Gl. 5.2.15 und das Ergebnis aus Gl. 5.2.26 zusammengefasst werden als

$$H_{\text{AUT}}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) = \frac{8\pi r Z_0 S_{21}(\omega)}{j\omega\mu H_0(\hat{\mathbf{r}}_0, \omega)} e^{j\omega r/c_0}. \quad (5.2.27)$$

Die Antennenimpulsantwort im Zeitbereich erhält man durch Anwendung der inversen diskreten Fouriertransformation (IDFT).

$$h(\hat{\mathbf{r}}, t) = 2 \operatorname{Re} \{ \mathcal{F}^{-1} \{ H_{\text{AUT}}(\hat{\mathbf{r}}, \omega) \} \}. \quad (5.2.28)$$

Die Multiplikation mit dem Faktor 2 und die Isolation des Realteils rühren daher, dass eine Messung mit dem VNA naturgemäß nur positive Frequenzanteile eines Signals liefert. Anwendung der IDFT auf einen Datensatz, der keine Symmetrie zur ω -Achse hat, führt zu einem komplexwertigen Zeitbereichssignal, was durch Gl. 5.2.28 berücksichtigt wird.

5.3 Elementverkopplung bei Gruppenantennen

Wenn Antennen im geringen Abstand zueinander ausgerichtet sind, entsteht eine komplizierte Wechselwirkung, die als gegenseitige Verkopplung (engl. mutual coupling) der Ele-

⁷unter Vernachlässigung der Kreuzpolarisation

⁸Antenna under test

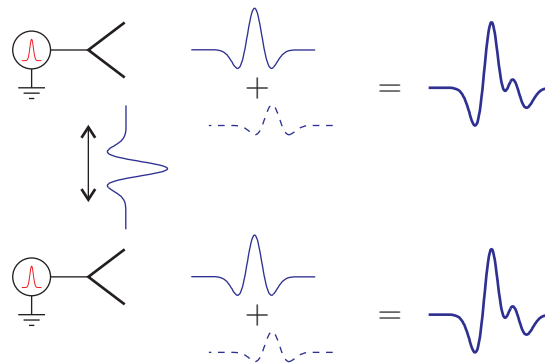


Abb. 5.6: Prinzip der Pulsverzerrung durch Elementverkopplung bei zwei mit einem kurzen Puls gespeisten Antennen.

mente oder kurz, Elementverkopplung, bezeichnet wird [ST98, Kapitel 3.6]. Ein benachbartes Antennenelement oder ein beliebiges anderes Hindernis verändert die Stromdichte auf der ursprünglichen Antenne und damit ihre Impedanz. Werden darüber hinaus die benachbarten Elemente einer Gruppe gespeist, so hängt die Stromdichte auf einer Antenne nicht nur vom eigenen Speisesignal ab, sondern auch von denen der Nachbarantennen. Das bedeutet, dass die Impedanz und das Strahlungsverhalten eines Antennenelementes von der Konfiguration und der Speisung der Gruppe abhängen. Im Empfangsfall verursacht eine ebene Welle eine Stromdichte auf einem Antennenelement. Dieses strahlt dadurch eine Sekundärwelle ab, die von den Nachbarantennen empfangen wird und sich mit der Primärwelle überlagern. Wegen der Reziprozität ist die Auswirkung der Elementverkopplung im Sende- und Empfangsfall identisch.

Eine weitere Art der Verkopplung besteht dann, wenn die Gruppenantenne eine gemeinsame Massefläche für alle Antennen besitzt. Die Stromdichteverteilung auf der Massefläche, die durch eine Antenne verursacht wird, wirkt auch auf die anderen Antennen der Gruppe und führt zu verändertem Abstrahlverhalten [SFY07].

Die Größenordnung der Elementverkopplung hängt im Wesentlichen

- vom Strahlungsdiagramm der Einzelelemente,
- vom Abstand zwischen den Elementen,
- von der Orientierung der Elemente in der Gruppe

ab [Bal05, Kapitel 8.7].

Über Verkopplung bei UWB-Gruppenantennen, insbesondere bei Impuls-UWB, ist bisher sehr wenig berichtet worden, etwa von [CM06; KC05]. Wie sich Elementverkopplung bei pulsbasierten Übertragungssystemen auswirkt, soll durch Abb. 5.6 im Sendefall verdeutlicht werden. Eine mit einem kurzen Puls gespeiste Antenne sendet diesen in eine bestimmte Richtung in den Raum. Gemäß der winkelabhängigen Impulsantwort der Antenne wird aber auch ein Puls in Richtung der benachbarten Antenne der Gruppe gesendet. Diese wiederum empfängt diesen Puls, was eine Stromdichte auf der Antennenoberfläche verursacht. Die Stromdichte löst eine weitere Abstrahlung eines Pulses aus, der sich mit dem ursprünglich abgestrahlten Puls vektoriell überlagert und darüber hinaus auch wieder zurück zur Nachbarantenne gestrahlt werden kann. Dieser Prozess kann theoretisch beliebig lange andauern. Das Resultat ist, dass das Gesamtfeld relativ zum isoliert abgestrahlten Puls verzerrt erscheint.

5.3.1 Mathematische Beschreibung der Antennenverkopplung

Elementverkopplung bei Schmalband Gruppenantennen wird im Allgemeinen durch eine Impedanzmatrix beschrieben. Diese basiert auf die Beziehungen zwischen der Spannung U_n am Tor des n ten Elementes und den Speiseströmen I_n einer Gruppenantenne mit N Elementen, gemäß

$$U_n = Z_{n1} I_1 + Z_{n2} I_2 + \dots + Z_{nN} I_N \quad (5.3.1)$$

oder in Matrixschreibweise

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \mathbf{I}, \quad (5.3.2)$$

mit \mathbf{Z} für die Impedanzmatrix der Gruppenantenne, die nur von der Geometrie und Konfiguration der Gruppenantenne und deren Elemente abhängt und sich numerisch berechnen lässt.

Wie bereits in Kapitel 5.2 beschrieben, kann eine UWB-Antenne vollständig durch ihre Impulsantwort charakterisiert werden. Daher ist es wünschenswert, auch die Elementverkopplung in diesen Ausdruck mit einzubeziehen. Im Sendefall verknüpft die Impulsantwort das abgestrahlte elektrische Feld mit dem Speisestrom. Bei einer Gruppenantenne mit N Elementen kann der Vektor des elektrischen Feldes, abgestrahlt durch das n te Element, ausgedrückt werden zu

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{rad},n}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu}{4\pi r} \frac{\partial}{\partial t} & \left(\mathbf{h}_{n1}(\hat{\mathbf{r}}, t) * I_1^+(t) + \mathbf{h}_{n2}(\hat{\mathbf{r}}, t) * I_2^+(t) + \dots \right. \\ & \left. + \mathbf{h}_{nN}(\hat{\mathbf{r}}, t) * I_N^+(t) \right) * \delta(t - r/c_0) \quad \text{mit} \quad n = 1 \dots N. \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

Die Größe $\mathbf{h}_{ni}(\hat{\mathbf{r}}, t)$ beschreibt dabei die Impulsantwort des n ten Antennenelementes, das mit dem Speisestrom $I_i^+(t)$ verknüpft ist, siehe Abb. 5.7a. Im Raum überlagern sich die elektrischen Felder aller Elemente und am Beobachtungspunkt \mathbf{r} ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{rad}}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu}{4\pi r} \frac{\partial}{\partial t} & \left\{ \left(\mathbf{h}_{11}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \mathbf{h}_{21}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \dots + \mathbf{h}_{N1}(\hat{\mathbf{r}}, t) \right) * I_1^+(t) \right. \\ & + \left(\mathbf{h}_{12}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \mathbf{h}_{22}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \dots + \mathbf{h}_{N2}(\hat{\mathbf{r}}, t) \right) * I_2^+(t) \\ & + \dots \\ & \left. + \left(\mathbf{h}_{1N}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \mathbf{h}_{2N}(\hat{\mathbf{r}}, t) + \dots + \mathbf{h}_{NN}(\hat{\mathbf{r}}, t) \right) * I_N^+(t) \right\} * \delta(t - r/c_0). \end{aligned} \quad (5.3.4)$$

Die Impulsantworten, die mit dem Speisestrom $I_n^+(t)$ verknüpft sind, lassen sich zusammenfassen als

$$\mathbf{h}_n(\hat{\mathbf{r}}, t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_{in}(\hat{\mathbf{r}}, t) \quad (5.3.5)$$

und liefern die Impulsantwort für das n te Antennenelement in der Gruppenantenne. Abb. 5.7b zeigt exemplarisch die Impulsantworten für Element 1 (rot) und Element 2 (blau) anhand von idealen Diracimpulsen. Die durch Kopplung verursachten Anteile sind im Allgemeinen deutlich kleiner und zeitlich verzögert.

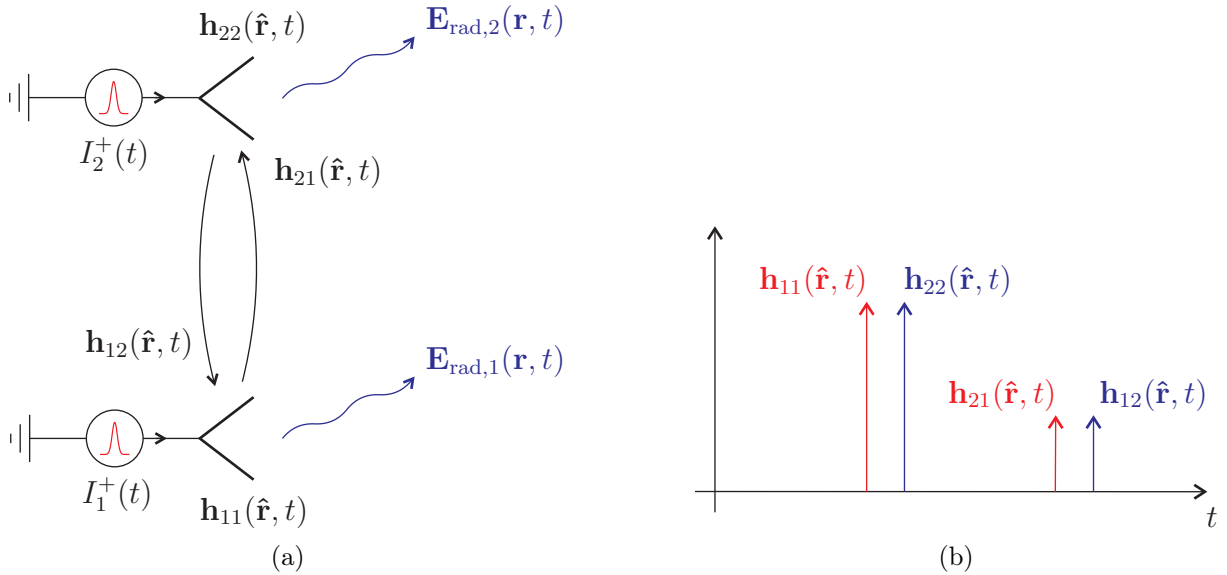


Abb. 5.7: (a) Impulsantwort einer Gruppenantenne unter Berücksichtigung von Elementverkopplung. (b) Darstellung der Impulsantworten als Funktion der Zeit. Gleichfarbige Impulsantworten sind durch einen gemeinsamen Speisestrom verknüpft.

Der besondere Vorteil der so definierten Impulsantwort ist die direkte Verwendbarkeit in die entsprechenden Ausdrücke zur Beschreibung einer Gruppenantennen, etwa in Gl. 4.4.4. Des Weiteren lässt sich die gekoppelte Impulsantwort sehr einfach simulieren und messen. Dazu wird für eine festgelegte Anordnung und festen Abstand der Antennenelemente, nacheinander jedes einzelne Antennenelement mit einem Diracimpuls (in der Praxis mit einem Gaußpuls) angeregt, während die anderen Elemente angepasst abgeschlossen werden. Aus Reziprozitätsgründen [KS93] gilt die so gewonnene Impulsantwort sowohl für den Sende- als auch für den Empfangsfall.

Wie eingangs bereits erwähnt, beeinflusst auch eine passive, also ungespeiste, Antenne die Stromdichteverteilung auf einer anderen gespeisten Antenne. Das bedeutet, dass die Impulsantwort $h_{nn}(\hat{\mathbf{r}}, t)$ in Gl. 5.3.5, welche die Charakteristik des n ten Antennenelementes in Verbindung mit dem n ten Speisestrom beschreibt, nicht identisch ist mit der Impulsantwort eines einzelnen isolierten Antennenelementes. Darüber hinaus verändert sich $h_{nn}(\hat{\mathbf{r}}, t)$ je nach Position in der Gruppe, etwa wenn es sich um ein äußeres Element handelt oder eines in der Mitte. Diese Eigenschaft macht es schwierig bei der Simulation oder Messung der Impulsantworten Symmetrien auszunutzen. Dies ist nur möglich, wenn es sich um große Gruppenantennen handelt oder bei zirkularen Gruppenantennen.

5.4 Pulsentzerrung mittels FIR-Filter

Als Zusammenfassung der vorherigen Abschnitte kann man festhalten, dass es, bezogen auf die Antennenelemente, im Wesentlichen zwei Ursachen für die Verzerrung von Pulsen gibt. Das sind zum einen die nichtidealen, frequenzabhängigen Eigenschaften der Antennenelemente und zum anderen die Überlagerung des primären Pulses mit Sekundärpulsen, etwa durch Elementverkopplung, was nichts anderes als eine Veränderung des Spektrums ist und als frequenzabhängige Eigenschaft der Gruppenantenne gedeutet werden kann.

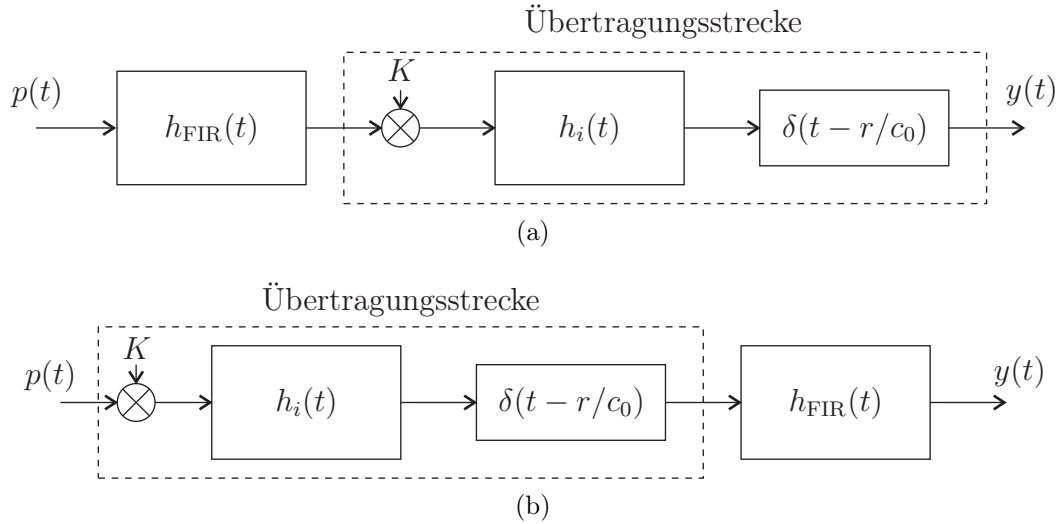


Abb. 5.8: Übertragungsstrecke mit FIR-Filter als (a): Vorverzerrer, (b): Entzerrer.

Für eine bestimmte Sende- und Empfangsrichtung ($\hat{\mathbf{r}}_t, \hat{\mathbf{r}}_r$) können die frequenzabhängigen Terme des Übertragungssystems kompensiert werden, was im Zeitbereich einer Entzerrung gleichkommt. Dazu bieten sich aus den gleichen Gründen wie bereits in Kapitel 4.3 erläutert, FIR-Filter an.

Bild 5.8 zeigt zwei einfache Übertragungsstrecken mit vorgeschaltetem oder nachgeschaltetem FIR-Filter. Bei der sendeseitigen Lösung wird der Puls $p(t)$ durch das FIR-Filter vorverzerrt und anschließend übertragen, während beim Empfänger das empfangene Signal entzerrt wird. In beiden Fällen ist das Ausgangssignal der Übertragungsstrecke

$$y(t) = K h_i(t) * h_{\text{FIR}}(t) * p(t - r/c_0), \quad (5.4.1)$$

d. h., die Berechnung der Impulsantwort $h_{\text{FIR}}(t)$ erfolgt unabhängig davon, ob sendeseitig vorverzerrt oder empfangsseitig entzerrt wird. Die Konstante K beinhaltet alle *frequenzunabhängigen* Terme, während $h_i(t)$ alle *frequenzabhängigen* Terme beschreibt, z. B. die Impulsantworten der Sende- und Empfangsantennen für eine bestimmte Raumrichtung. Die zeitliche Verzögerung ergibt sich aus der Länge der Übertragungsstrecke.

Ziel ist es, die Impulsantwort und somit die Koeffizienten des FIR-Filters so zu berechnen, dass das in den Ursprung verschobene Ausgangssignal gleich dem gesendeten Puls ist, also

$$y(t + r/c_0) \stackrel{!}{=} p(t).$$

Dazu wird Gl. 5.4.1 in den Frequenzbereich transformiert. Unter der Annahme, dass die Konstante $K = 1$ ist, erhält man

$$\begin{aligned} Y(f) &= H_i(f) H_{\text{FIR}}(f) P(f) \stackrel{!}{=} P(f) \\ \Rightarrow H_{\text{FIR}}(f) &= \{H_i(f)\}^{-1} \end{aligned} \quad (5.4.2)$$

Die entsprechende Impulsantwort des FIR-Filters erhält man durch inverse Fouriertransformation

$$h_{\text{FIR}}(t) = 2 \operatorname{Re} \{ \mathcal{F}^{-1} \{ H_{\text{FIR}}(\omega) \} \} \quad \text{mit} \quad \omega \in 2\pi[f_l \dots f_h]. \quad (5.4.3)$$

Die in den Zeitabständen τ diskretisierte Impulsantwort liefert die Filterkoeffizienten a_m , die notwendige Filterordnung ist abhängig von der gewünschten Genauigkeit.

Durch diese Methode lässt sich auch die Pulsverzerrung, verursacht durch Elementverkopplung, in eine bestimmte Raumrichtung kompensieren. In diesem Fall ist der frequenzabhängige Term in Gl. 5.4.1 die Impulsantwort der Gruppenantenne

$$h_i(t) = \sum_{n=1}^N h_n(\hat{\mathbf{r}}, t) * w_n(t) * \delta(t - t_{0,n}).$$

Eine ausführliche Beschreibung sowie Simulationsbeispiele werden in [NHS07] präsentiert.

5.4.1 Kombinierte Strahlformung und Pulsentzerrung

Die Impulsantwort des FIR-Filters zur Pulsentzerrung lässt sich mit den Impulsantworten der Gewichtungsfunktionen zur Strahlformung kombinieren, siehe Abb. 5.9. Das Ergebnis ist ein FIR-Filter basiertes Strahlformungsnetzwerk, das zusätzlich für eine bestimmte Richtung eine Pulsentzerrung durchführt. Mathematisch wird dazu einfach vom Assoziativgesetz der Faltung Gebrauch gemacht, denn für die Impulsantwort der Gruppenantenne nach Abb. 5.9a gilt:

$$\begin{aligned} h_{\text{Gr}}(t) &= h_{\text{FIR}}(t) * \sum_{n=1}^N h_n(\hat{\mathbf{r}}, t) * w_n(t) * \delta(t - t_{0,n}) \\ &= \sum_{n=1}^N h_{\text{FIR}}(t) * (h_n(\hat{\mathbf{r}}, t) * w_n(t)) * \delta(t - t_{0,n}) \\ &= \sum_{n=1}^N (h_{\text{FIR}}(t) * w_n(t)) * h_n(\hat{\mathbf{r}}, t) * \delta(t - t_{0,n}). \end{aligned} \quad (5.4.4)$$

Faltung von $h_{\text{FIR}}(t)$ mit $w_n(t)$ ergibt

$$h_{\text{Gr}}(t) = \sum_{n=1}^N h_n(\hat{\mathbf{r}}, t) * \tilde{w}_n(t) * \delta(t - t_{0,n}) \quad \text{mit} \quad \tilde{w}_n(t) = h_{\text{FIR}}(t) * w_n(t). \quad (5.4.5)$$

Da die Berechnung der Koeffizienten für die Strahlformung unabhängig von der Winkelcharakteristik der Antennenelemente stattfindet, führt diese Methode der Entzerrung nur für solche Antennen zu brauchbaren Ergebnissen, die sich im betrachteten Winkelbereich näherungsweise omnidirektional verhalten. Beispielsweise würde die Hauptkeule aus der Strahlungsdiagrammsynthese herabgesetzt oder sich auflösen, wenn die Übertragungsfunktion der Antennenelemente in derselben Richtung ein starkes Minimum aufweist. Bei Nutzung solcher Antennenelemente⁹ kann eine adäquate Lösung nach Gl. 5.5.1 gefunden werden, wie sie auch zur Kompensation der Antennenverkopplung angewandt wird.

⁹Eine eher hypothetische Betrachtung, denn für Strahlformung nach dem Prinzip der Signalüberlagerung kommen Antennen mit ausgeprägter Richtcharakteristik nicht infrage.

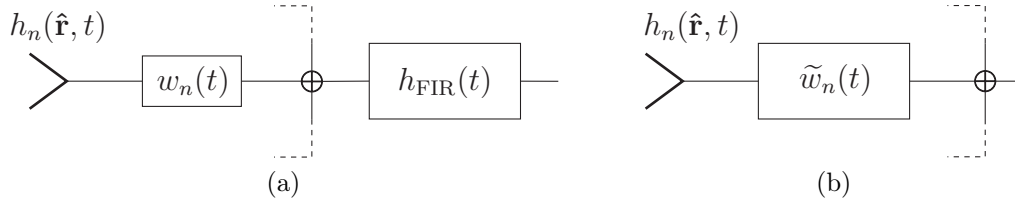


Abb. 5.9: Prinzip der FIR-Filter basierten Strahlformung und Entzerrung (a) Entzerrungsfilter vor dem Strahlformungsnetzwerk der Gruppenantenne. (b) Kombiniertes Entzerrungs- und Strahlformungsnetzwerk.

5.5 Kompensation der Antennenverkopplung

Im vorherigen Abschnitt ging es primär um die Entzerrung von Pulsen für eine bestimmte Raumrichtung. In den meisten Fällen wird die zu optimierende Raumrichtung die Richtung der Hauptkeule des Strahlungsdiagramms sein. Was Elementverkopplung betrifft, sind aber auch die anderen Richtungen, die durch das Strahlungsdiagramm festgelegt wurden, nicht ganz unwichtig. Denn durch Elementverkopplung verschlechtert sich auch die Halbwertsbreite, der SLL sowie Tiefe und Lage der Nullstellen [HB04].

Die sicherlich einfachste Art zur Vermeidung oder Verminderung von Elementverkopplung ist die Anbringung von Abschirmwänden zwischen den Antennenelementen [Han98, Kapitel 7.5]. Dieser mechanische Mehraufwand ist aber nicht immer hinnehmbar, außerdem können Abschirmwände das Strahlungsverhalten der Einzelelemente verändern. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Verkopplung durch das Speisetzwerk zu kompensieren. Dabei wird das gewünschte Signal mit der Inversen der Koppelmatrix multipliziert und als Speisesignal benutzt [Der96].

Zur Herleitung eines Konzepts zur Kompensation der Elementverkopplung bei UWB-Gruppenantennen bildet der allgemeine Ausdruck zur Beschreibung von Gruppenantennen in Gl. 4.4.6 die Basis. Zur Ermittlung der Filterkoeffizienten wird diese Gleichung gleichgesetzt mit einer zu erzielenden Übertragungsfunktion und wie in Kapitel 4.4.2.1 beschrieben numerisch gelöst

$$\text{minimize} \quad \|H_{\text{Gr}}(\hat{\mathbf{r}}, f) - H_{\text{ref}}(\hat{\mathbf{r}}, f)\|_2. \quad (5.5.1)$$

Die zu erzielende Übertragungsfunktion beschreibt, wie bereits in Kapitel 4.4 erläutert, ein Referenzstrahlungsdiagramm für die Frequenzen $f \in [f_l \dots f_h]$. Ein ähnliches Konzept wurde von [KC05] vorgestellt.

Es lassen sich weitere frequenzabhängige Größen der Übertragungsstrecke kompensieren, indem die Funktion des zu erzielenden, *frequenzunabhängigen* Strahlungsdiagramms durch den Term der *frequenzabhängigen* Elemente der Übertragungsstrecke geteilt wird

$$H_{\text{ref}}(\hat{\mathbf{r}}, f) = \frac{F_{\text{ref}}(\hat{\mathbf{r}})}{H_i(f)}, \quad (5.5.2)$$

siehe dazu auch Kapitel 5.4.

5.6 Grenzen der FIR-Filter basierten Pulsentzerrung und Kompensation

Die Entzerrung und Entkopplung durch Filter minimiert nicht den zugrunde liegenden physikalischen Effekt. Die Verkopplung der Antennen etwa findet trotz des FIR-Filters im vollen Umfang statt. Das zu sendende oder zu empfangene Signal wird durch die Filterung lediglich so aufbereitet, dass es einem unverkoppelten Signal gleicht. Die Qualität der FIR-Filter basierten Kompensation und Entzerrung hängt dabei trivialerweise von der Filterordnung ab, aber auch von der zu kompensierenden Übertragungsfunktion. Weist diese beispielsweise Nullstellen im Spektrum auf, so ist eine Kompensation (für diese Frequenz) nicht möglich. Auch Quasi-Nullstellen bereiten in der Praxis Probleme, da sie eine sehr große Filterordnung abverlangen.

5.7 Simulationsbeispiel

In diesem Abschnitt sollen anhand eines einfachen Simulationsbeispiels eines UWB-Übertragungssystems die theoretischen Grundlagen veranschaulicht werden. Das Übertragungssystem besteht aus einer einzelnen Sendeantenne, die mit einem kurzen Puls oder einer Pulsfolge gespeist wird. Es wird angenommen, dass die Sendeantenne omnidirektional strahlt und deshalb mit der winkelunabhängigen Impulsantwort $h_t(t)$ beschreiben werden kann¹⁰. Damit ist in dem Übertragungsmodell nur der Empfangswinkel zu berücksichtigen. Der Empfänger besteht aus einer linearen Gruppenantenne mit einem Strahlformungsnetzwerk aus FIR-Filtern. Es wird davon ausgegangen, dass nur der direkte Pfad zwischen Sender und Empfänger besteht (LOS), der aus der Richtung φ empfangen wird, siehe Abb. 5.10. Die FIR-Filter Koeffizienten für das Strahlformungsnetzwerk sollen nun so berechnet werden, dass

1. das Ausgangssignal $y(\varphi, t)$ für eine bestimmte Richtung maximal wird und alle anderen Richtungen einen bestimmten Level nicht überschreiben (Strahlformung),
2. das Ausgangssignal eine möglichst hohe Übereinstimmung mit dem gesendeten Signal $p(t)$ hat (Entzerrung).

In Anlehnung an Gl. 5.2.13 lässt sich das Ausgangssignal des Strahlformungsnetzwerks berechnen als

$$y(\varphi, t) = \frac{1}{8} \frac{\mu}{\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} h_t(t) * h_{Gr}(\varphi, t) * p(t - r/c_0). \quad (5.7.1)$$

mit r für den Abstand der Phasenzentren zwischen der Sendeantenne und des ersten Antennenelementes des Empfängers. Sowohl der Puls $p(t)$ als auch das Ausgangssignal $y(\varphi, t)$ sind in dieser Beschreibung Wellengrößen. Substitution der Gl. 5.4.5 in Gl. 5.7.1 ergibt

$$y(\varphi, t) = \frac{1}{8} \frac{\mu}{\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} h_t(t) * \left[\sum_{n=1}^N h_{r,n}(\hat{\mathbf{r}}, t) * \tilde{w}_n(t) * \delta(t - t_{0,n}) \right] * p(t - r/c_0), \quad (5.7.2)$$

¹⁰Als Bezugsgröße dient hier die Impulsantwort in Hauptstrahlrichtung der Antenne, siehe Abb. 5.11.

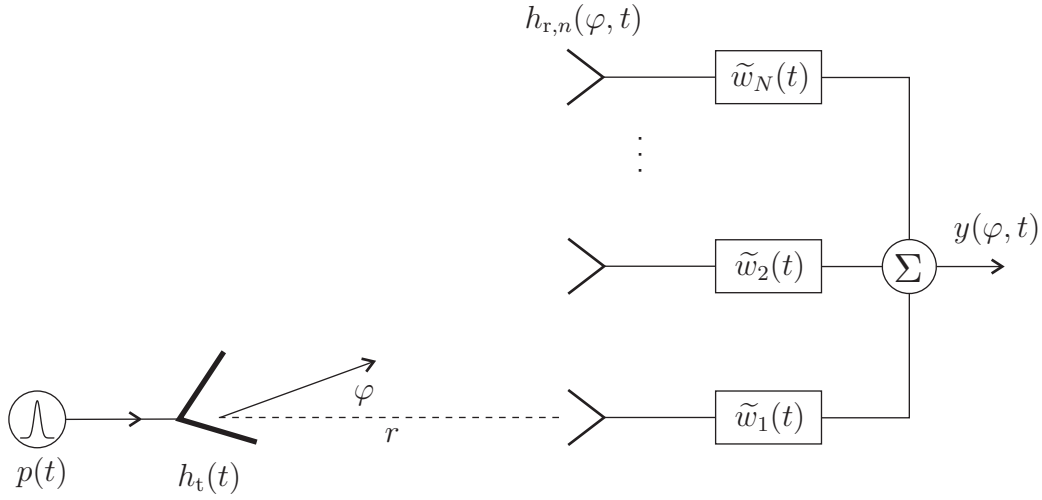


Abb. 5.10: UWB-Übertragungssystem.

worin $\tilde{w}_n(t)$ die kombinierten Gewichtungsfunktionen der FIR-Filter beschreiben. Damit ergibt sich für das Ausgangssignal folgender Ausdruck:

$$y(\varphi, t) = \frac{1}{8} \frac{\mu}{\pi r Z_0} \frac{\partial}{\partial t} h_t(t) * \left[\sum_{n=1}^N h_{r,n}(\hat{\mathbf{r}}, t) * \delta(t - t_{0,n}) * \sum_{m=1}^M a_{nm} \delta(t - (m-1)\tau) \right] * p(t - r/c_0), \quad (5.7.3)$$

In Gl. 5.7.3 sind, ausgenommen die Gewichtungsfunktionen, genau drei Terme enthalten, die Pulsverzerrungen bei dessen Übertragung verursachen können:

- Differenziation $\frac{\partial}{\partial t}$
- Impulsantwort der Sendeantenne $h_t(t)$
- Impulsantworten der Empfangsantennen $h_{r,n}(\varphi, t)$

In dem letzten Term ist auch die Verkopplung zwischen den Elementen der Empfangsantenne enthalten, siehe Kapitel 5.3.

Antennenelemente

In diesem Beispiel wird sowohl für die Sendeantenne als auch für die Empfangsantennen eine sogenannte Vivaldi-Antenne nach dem Muster von [Mic01] mit kleinen Veränderungen verwendet, siehe Abb. 5.11a. Nach dem Prinzip, wie es in Kapitel 5.2.3 beschrieben wurde, wird zunächst mit einem Vollwellensimulator die Stromdichteverteilung der Antenne im Zeitbereich berechnet und darauf aufbauend die Impulsantwort. Die Vivaldi-Antenne ist vertikal polarisiert; nur diese Komponente wird in der Simulation berücksichtigt.

Abb. 5.11b zeigt den Gewinn der Antenne als Funktion der Frequenz und des Azimutalwinkels. Die Darstellung zeigt bis zu einer Frequenz von etwa 6 GHz eine gute Omnidirektionalität. Oberhalb dieser Frequenz bricht der Gewinn an den Winkelerändern etwas ein. Die Impulsantwort der Antenne ist in Hauptstrahlrichtung ($\varphi = 0^\circ$) in Abb. 5.11c zu sehen. Auf Basis der Einhüllenden können einige Parameter zur Charakterisierung der Antenne bestimmt werden (siehe Kapitel 5.2.2), die in Tabelle 5.1 zusammengefasst sind. Um Schlussfolgerungen für die anderen Richtungen ziehen zu können, ist in Abb. 5.11d

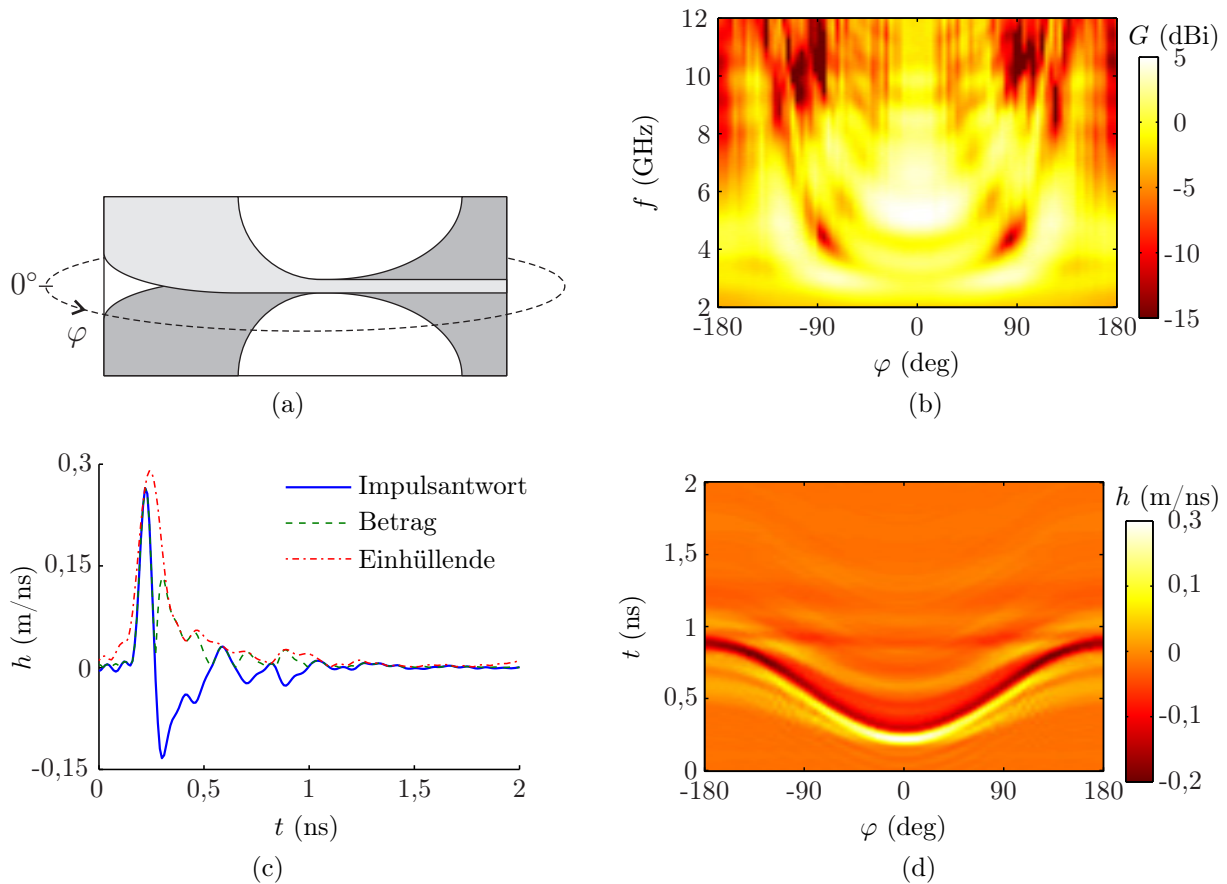


Abb. 5.11: (a) Entwurf der Vivaldi-Antenne, (b) Gewinn in der Azimutalebene, (c) Impulsantwort, Betrag der Impulsantwort und Einhüllende in Hauptstrahlrichtung ($\varphi = 0^\circ$), (d) azimuthaler Schnitt der Impulsantwort.

eine Darstellung der Impulsantwort als azimuthaler Schnitt gezeigt. Zu den Winklerrändern hin weitet sich die Impulsantwort etwas auf, ansonsten ist auch hier eine gute Omnidirektionalität zu beobachten.

Die hier gezeigte Vivaldi-Antenne weist für ihre Klasse ein recht langes aber nicht dramatisches Nachschwingen auf. Dies führt zu einer leichten Pulsverzerrung, die durch FIR-Filterung gut ausgeglichen werden sollte.

Berechnung der Gewichtungsfunktionen

Die Berechnung der Koeffizientenmatrix für das Strahlformungsnetzwerk soll nach dem Konzept aus Kapitel 5.4.1 erfolgen. D. h., dass zunächst die Koeffizienten für das Strahlformungsnetzwerk *ohne* den Einfluss der Antennenelemente berechnet werden. Dazu sind die Spezifikationen für das Referenzstrahlungsdiagramm notwendig, die in Tabelle 5.2 exemplarisch angegeben sind. Um genügend Reserven zu haben, wird hier der Frequenzbereich etwas aufgeweitet gegenüber der spezifizierten UWB-Frequenzmaske. Das Referenzstrahlungsdiagramm kann nach klassischen Synthesemethoden bestimmt werden, wie sie in Kapitel 3.3 beschrieben wurden. Der untere Teil der Tabelle zeigt die minimalen Anforderungen zur Dimensionierung der Gruppenantenne, die sich aus den Berechnungen nach Kapitel 4.4 ergeben.

Tabelle 5.1: Parameter für die Hauptstrahlrichtung der Vivaldi-Antenne.

Parameter	Eigenschaft
Spitzenwert	$p = 0,25 \text{ m/ns}$
Breite der Einhüllenden	$\text{FWHM} = 0,14 \text{ ns}$
Nachschwingdauer	$\tau_{r,\alpha} = 0,47 \text{ ns } (\alpha = 0,1)$
Mittlerer Gewinn	$\overline{G} = 2 \text{ dBi}$

Tabelle 5.2: Spezifikationen für das Strahlungsdiagramm.

Parameter	Eigenschaft
Richtung der Hauptkeule	$\varphi_0 = 30^\circ$
Halbwertsbreite	$\text{HPBW} \leq 30^\circ$
Maximaler SLL	$\text{SLL} \leq -20 \text{ dB}$
Frequenzbereich	2 GHz bis 12 GHz
Ergebnis für die Gruppenantenne	
Anzahl der Antennenelemente	$N = 11$
Abstand der Antennenelemente	$d = \frac{c_0}{2f_h} = 12,5 \text{ mm}$
Diskrete Verzögerungszeit	$\tau = \frac{0,9}{2f_h} = 37,5 \text{ ps}$
Filterordnung	$M = 13$

Nach Aufstellen der Gleichung für das Strahlformungsnetzwerk (Gl. 4.4.17) kann die Koeffizientenmatrix durch IDFT berechnet werden. Das Ergebnis dieser Berechnung ist in Abb. 5.12a grafisch dargestellt. Die unterste Zeile ergibt die Gewichtungsfunktion für das erste Antennenelement. Die Hauptkoeffizienten der FIR-Filtermatrix liegen auf einer Geraden, deren Achse in Abhängigkeit des Strahlungswinkels φ_0 zur vertikalen Achse gedreht ist. Die Beträge der anderen Koeffizienten liegen in der Nähe von Null, sodass bei dessen Vernachlässigung, die Matrix als schwach besetzt bezeichnet werden kann.

Der nächste Schritt ist die Berechnung einer Filterfunktion zur Kompensation der verzerrenden Elemente für eine bestimmte Raumrichtung

$$h_i(t) = \frac{\partial}{\partial t} h_t(t) * \sum_{n=1}^N h_{r,n}(\varphi = \varphi_0, t) * w_n(t) * \delta(t - t_{0,n}). \quad (5.7.4)$$

Anwendung der Gl. 5.4.2 und Gl. 5.4.3 liefert die Impulsantwort des Filters, die in Abb. 5.12b dargestellt ist. Die Faltung der Filterfunktion zur Entzerrung mit den n Gewichtungsfunktionen liefert die Koeffizientenmatrix zur kombinierten Strahlformung und Entzerrung, dargestellt in Abb. 5.12c. Man erkennt, wie sich die Entzerrungsfunktion in dem Profil der Gewichtungsfunktionen abbildet. Diese Matrix ist insgesamt dichter be-

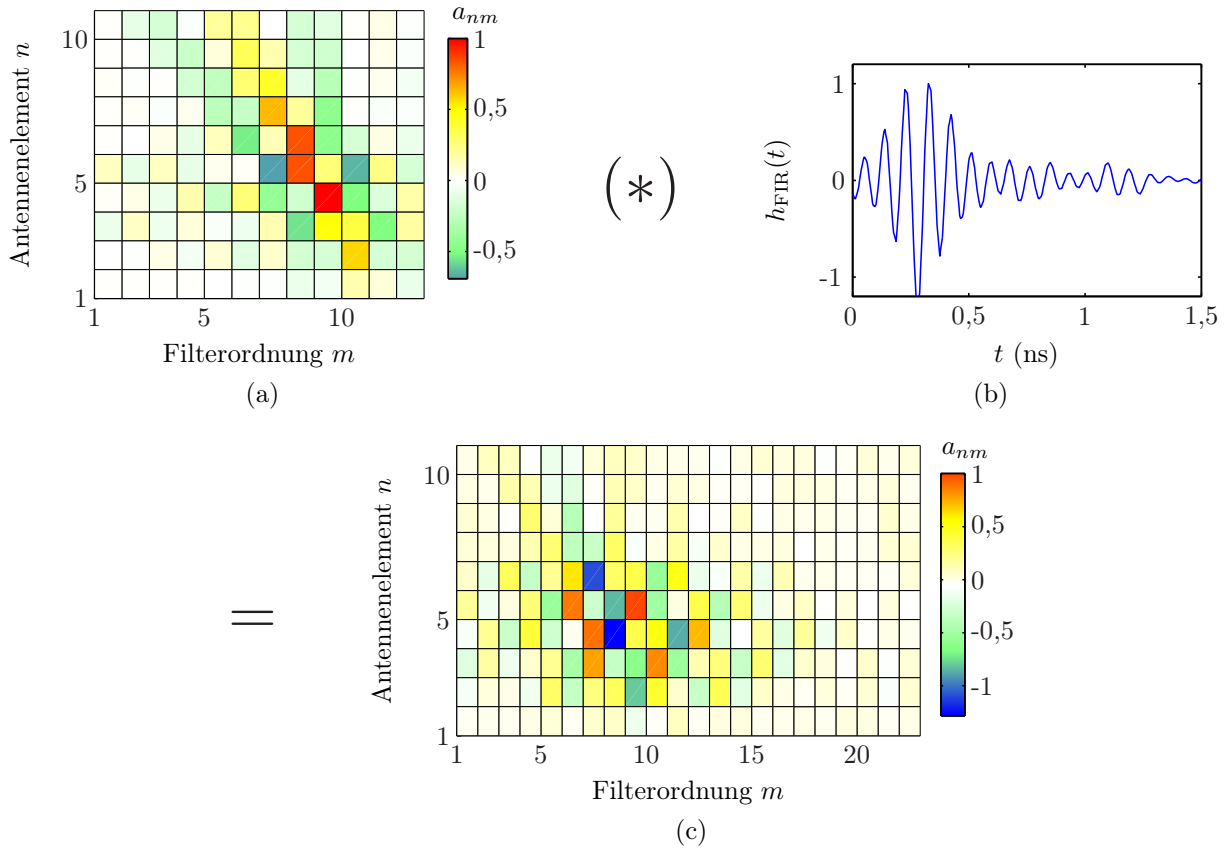


Abb. 5.12: (a) Koeffizientenmatrix des Strahlformungsnetzwerks, (b) Impulsantwort des Entzerrungsfilters, (c) Koeffizientenmatrix zur kombinierten Strahlformung und Entzerrung.

setzt als die Matrix zur reinen Strahlformung. Außerdem steigt aufgrund der Faltung mit der Entzerrungsfunktion die Filterordnung M an.

Simulationsergebnisse

Das UWB-Übertragungssystem nach Abb. 5.10 und Gl. 5.7.3 wird nun für verschiedene Einstellungen des Strahlformungsnetzwerks charakterisiert und verglichen. Dabei soll insbesondere der Einfluss der Entzerrungsfunktion untersucht werden. Dazu wird zunächst ein einzelner kurzer Puls gesendet und das Ausgangssignal $y(\varphi, t)$ des Strahlformungsnetzwerks charakterisiert. Der Sendepuls sei ein Gaußpuls 4ter Ordnung gemäß Abb. 2.3, der das UWB-Spektrum optimal ausfüllt. Das empfangene Signal in Hauptstrahlrichtung *ohne* Entzerrungsfunktion ist in Abb. 5.13a dargestellt. Berücksichtigt wurden die Impulsantwort der Sendeantenne sowie die Impulsantworten der Empfangsantennen einschließlich deren Verkopplung. Bei der Simulation wurde ein Signal-Rausch-Verhältnis von $\text{SNR}=20$ dB angenommen. Der Unterschied zum gesendeten Puls ist klar erkennbar. Die Abb. 5.13b zeigt eine Simulation unter gleichen Bedingungen, allerdings wurde hier die Entzerrungsfunktion in die Koeffizientenmatrix eingerechnet. Das Ergebnis ist deutlich besser. Tabelle 5.3 fasst die wichtigsten Merkmale zur Charakterisierung des Ausgangssignals in Hauptstrahlrichtung zusammen.

Insbesondere die Nachschwingdauer kann einen erheblichen Leistungseinfluss auf das Übertragungssystem ausüben. Das soll eine weitere Simulation verdeutlichen, bei der eine Pulsfolge gesendet wird. Die Pulsfolge besteht aus vier Bits, die mittels BPM mit einer Puls-

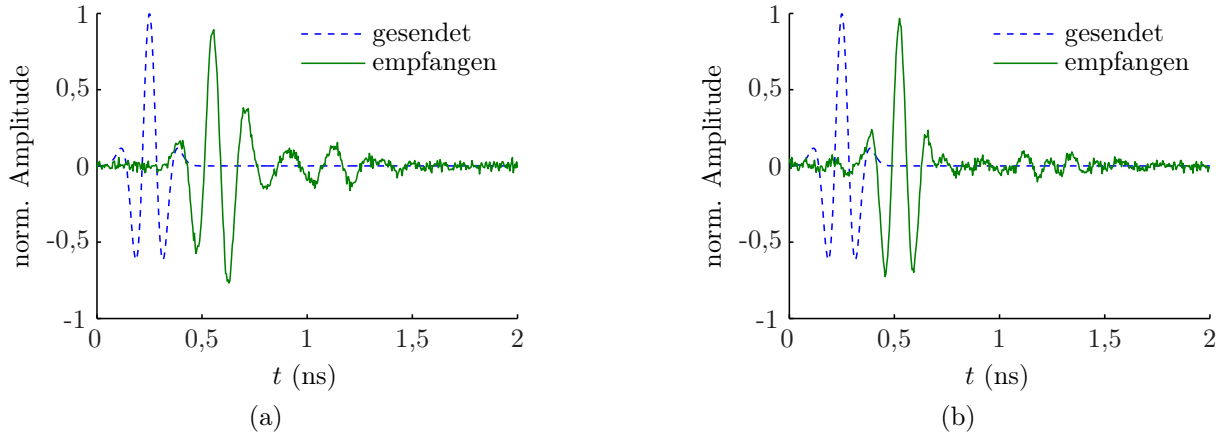


Abb. 5.13: Vergleich eines einzelnen empfangenen Pulses in Hauptstrahlrichtung mit dem gesendeten Puls. (a) Ohne Entzerrungsfunktion, (b) mit Entzerrungsfunktion.

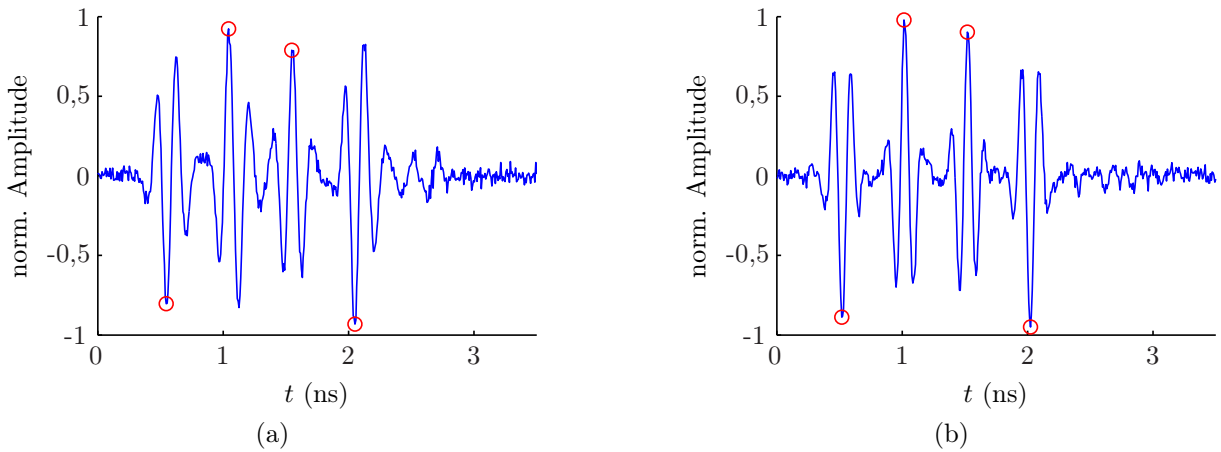


Abb. 5.14: Empfangene Pulsfolge in Hauptstrahlrichtung. (a) Ohne Entzerrungsfunktion, (b) mit Entzerrungsfunktion.

wiederholrate von 2 GHz auf dem Gaußpuls aufmoduliert werden. Die anderen Parameter entsprechen denen des vorherigen Beispiels.

Das Ergebnis der Simulation ist in Abb. 5.14 dargestellt. Ohne Entzerrungsfunktion ist erkennbar, dass es aufgrund der recht langen Nachschwingdauer zu Intersymbolinterferenzen kommt, was weitere Pulsverzerrungen nach sich ziehen kann. Für einen nachgeschalteten Detektor zur Demodulation der Signale steigt die Gefahr der Fehlinterpretation. Durch die Entzerrungsfunktion ist dieses Risiko deutlich kleiner, wie in Abb. 5.14b veranschaulicht. Die einzelnen Pulse sind hier deutlich voneinander unterscheidbar.

Eine abschließende Simulation soll das Verhalten des Strahlformungsnetzwerks außerhalb der Hauptstrahlrichtung veranschaulichen. Dazu wird mittels Gl. 4.2.3 aus dem Summationssignal $y(\varphi, t)$ ein Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm berechnet. Das Ergebnis ist für verschiedene Annahmen in Abb. 5.15 dargestellt.

Das Referenzstrahlungsdiagramm (blau-gestrichelt) entspricht den Spezifikationen aus Tabelle 5.2 und ist die Berechnungsgrundlage. Eine weitere Kurve (grün-strichgepunktet) stellt das Strahlungsdiagramm ohne den Einfluss der Antennenelemente dar. Diese repräsentiert den Idealfall, der mit diesem Konzept erreichbar ist. Im Wesentlichen sehr ähnlich

Tabelle 5.3: Charakterisierung der empfangenen Pulse in Hauptstrahlrichtung.

Parameter	ohne Entzerrung	mit Entzerrung
Breite der Einhüllenden	FWHM=0,24 ns	FWHM=0,2 ns
Nachschwingdauer	$\tau_{r,\alpha} = 0,7$ ns	$\tau_{r,\alpha} = 0,15$ ns
Wiedergabetreue	$F = 0,90$	$F = 0,98$

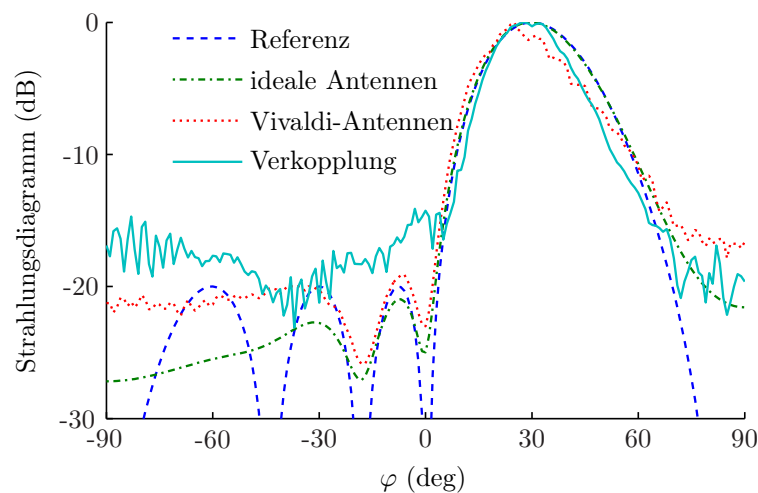


Abb. 5.15: Vergleich der Zeitbereichs-Strahlungsdiagramme mit dem Referenzstrahlungsdiagramm (blau-gestrichelt) unter der Annahme idealer Antennen (grün-strichgepunktet), Vivaldi-Antennen ohne Verkopplung (rot-punktiert), Vivaldi-Antennen mit Verkopplung (türkis-durchgehend).

ist die Kurve, welche die Impulsantworten der Antennen berücksichtigt (rot-gepunktet), allerdings ohne Einfluss der Verkopplung. Aufgrund der nicht idealen Omnidirektionalität kommt es zu leichten Abweichungen. Einen erheblichen Einfluss zeigt die Kurve, welche die Elementverkopplung der Empfangsantennen berücksichtigt (türkis-durchgehend). Insbesondere der SLL ist hier deutlich schlechter, Nullstellen verschwinden vollständig. Auch die Hauptkeule wird etwas schmaler.

5.8 Zusammenfassung

Anders als bei Schmalbandsystemen spielt bei UWB-Übertragungssystemen auch die Frequenzcharakteristik der verwendeten Elemente eine Rolle. Aus diesem Grund ist es wünschenswert, dass das Strahlformungsnetzwerk bei Gruppenantennen diese Eigenschaften berücksichtigt, worauf in diesem Kapitel ausführlich eingegangen wurde. Da hauptsächlich die Antennenelemente das Übertragungsverhalten beeinflussen, wurde ausführlich auf deren Beschreibung in Form der Impulsantwort und Charakterisierung eingegangen. Ferner wurde der Ausdruck für die Impulsantwort der Antenne so modifiziert, dass eine mögliche Elementverkopplung berücksichtigt werden kann. Damit ist es möglich, ein FIR-Filterbasiertes, kombiniertes Entzerrungs- und Strahlformungsnetzwerk zu realisieren. Ein repräsentatives Simulationsbeispiel sollte die Leistungsfähigkeit und Grenzen des Konzeptes demonstrieren. Die folgenden Ergebnisse lassen sich daraus festhalten:

- Kombinierte Strahlformung und Pulsentzerrung nach dem Konzept aus Kapitel 5.4 ist unter realen Bedingungen möglich.
- Die Charakteristik des Ausgangssignals in Hauptstrahlrichtung des UWB-Übertragungssystems wird durch Entzerrung deutlich besser. Der Vorteil zeigt sich insbesondere bei der Übertragung von Pulsfolgen mit hoher Pulswiederholrate, wie es in Kommunikationssystemen vorkommt.
- Die notwendige Filterordnung kann in Abhängigkeit der Nachschwingdauer der Antennenimpulsantwort und der Verkopplung der Antennenelemente ansteigen.
- Elementverkopplung verschlechtert die Eigenschaften des Strahlungsdiagramms, insbesondere den SLL und die Nullstellen. Die Entzerrungsfunktion hat diesbezüglich keine Wirkung. Sind diese besonderen Merkmale für die Anwendung von Bedeutung, so muss die Impulsantwort der Gruppenantenne vollständig für alle Raumrichtung in die Strahlungsdiagrammsynthese einbezogen werden, siehe Kapitel 5.5. Dieses Konzept wird in Kapitel 7 zum Aufbau eines Demonstrators angewandt.

Entwurf und Aufbau eines analogen FIR-Filters für den Mikrowellenbereich

Konzepte zum Aufbau analoger, elektronisch steuerbarer FIR-Filter in CMOS¹-Technologie für unterschiedliche Frequenzbereiche und Anwendungen wurden in einigen wenigen wissenschaftlichen Publikationen vorgestellt, z. B. von [WTP⁺03; HV04; MBH⁺05; ZW06]. Die verwendete Technologie ist für derartige Anwendungen sicherlich prädestiniert und inzwischen auch im zweistelligen Gigahertzbereich umsetzbar. Zum Aufbau eines einfachen Demonstrators ist die Verwendung integrierter Schaltungen aber nicht immer angebracht, da der Entwicklungszyklus aufwendig, zeitintensiv und kostspielig ist. Gefragt ist vielmehr eine kostengünstige Technologie, bei der kleine Änderungen oder Modifikationen schnell vollzogen werden können. Zu diesem Zweck bietet sich die hybride MIC-Technologie an, bei der diskrete Komponenten durch eine Metallisierungsschicht von Leitungen miteinander verbunden werden. Je nach Substratmaterial kann auch diese Technologie für höhere Frequenzen (> 20 GHz) benutzt werden [Poz05, Kapitel 10.5]. Allerdings erfordern die diskreten Bauelemente wie Transistoren, Widerstände, etc. einen gewissen Raum auf der Platine, sodass die Verbindungsleitungen eine nicht zu vernachlässigende elektrische Länge aufweisen können. Dies begünstigt das Hervortreten von parasitären Effekten, was die obere Grenzfrequenz erheblich reduzieren kann.

Wie sich in Kapitel 6.1 herausstellen wird, sind die technischen Anforderungen an die analoge FIR-Filterschaltung sehr hoch und mit hybrider MIC-Technologie nur sehr schwer für den Frequenzbereich bis 10,6 GHz zu realisieren. Um trotzdem diese Technologie verwenden zu können, werden in dieser Arbeit für die praktischen Aufbauten skalierte Frequenzbereiche mit den Skalierungsfaktoren vier bzw. fünf (nächstes Kapitel), bezogen auf die FCC-Frequenzmaske, verwendet. Das bedeutet, dass sich die obere Frequenzgrenze auf etwa 2,6 GHz bzw. 2,1 GHz verringert.

¹Complementary Metal Oxide Semiconductor

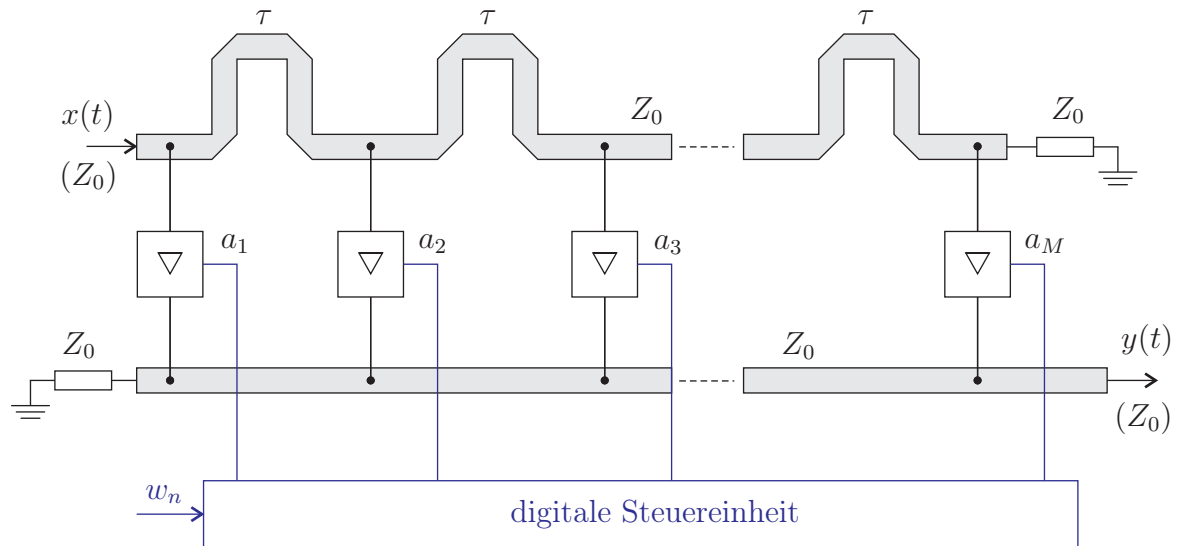


Abb. 6.1: Konzept zur Realisierung eines analogen, elektronisch steuerbaren FIR-Filters im Mikrowellenbereich in Anlehnung an einem Wanderwellenverstärker.

In Kapitel 6.2 wird die Funktionsfähigkeit des Konzepts anhand eines vierstufigen FIR-Filters demonstriert und die gemessenen Parameter mit den Anforderungen an die Schaltung verglichen und diskutiert.

6.1 Aufbau der Schaltung

Schaut man sich die Struktur eines FIR-Filters an, so besteht dieses im Wesentlichen aus zwei Komponenten: den Gewichtungskoeffizienten und den Verzögerungsgliedern. Erstere lassen sich durch biphasige *Gewichtungsstufen* realisieren, Letztere durch *Leitungssegmente*. Abb. 6.1 zeigt ein Konzept zur Realisierung eines analogen FIR-Filters für den Mikrowellenbereich. Das Eingangssignal $x(t)$ speist eine Eingangsleitung und eine Wanderwelle breitet sich in Richtung der Abschlussimpedanz Z_0 der Leitung aus. Die Eingangsleitung ist in diskrete Abstände, die der zeitlichen Verzögerung τ entsprechen, segmentiert. Jedes Leitungssegment der Eingangsleitung ist mit einer biphasigen Gewichtungsstufe verbunden, die gemäß des entsprechenden Gewichtungskoeffizienten a_m angesteuert wird. Die gewichteten Signale werden auf eine Ausgangsleitung ausgekoppelt, welche ebenfalls angepasst abgeschlossen ist. Dadurch, dass auf der Ausgangsleitung eine Wanderwelle angeregt wird, werden die Signale der einzelnen Elemente aufsummiert und formen das Ausgangssignal $y(t)$.

Die FIR-Filterstruktur hat durchaus Ähnlichkeit mit einem Wanderwellenverstärker (engl. traveling wave amplifier oder distributed wave amplifier) [Poz05, Kapitel 11.4] und beruht ebenfalls auf dem Prinzip einer fortlaufenden Welle. Anders als beim Wanderwellenverstärker absorbieren die Gewichtungsstufen beim FIR-Filter aber keine Leistung des Eingangssignals, und die verstärkten Signale werden ausgangsseitig nicht konstruktiv zusammengeführt. Vielmehr sind Ein- und Ausgangsimpedanz der Gewichtungsstufen hochohmig, sodass diese als spannungsgesteuerte Stromquellen wirken und nicht als Leistungsverstärker, wie es beim Wanderwellenverstärker der Fall ist.

Damit das FIR-Filter elektronisch steuerbar wird und eine Gewichtungsfunktion w_n umsetzt, müssen die Verstärker entsprechend der jeweiligen Koeffizienten veränderbar sein. Dazu werden in einer digitalen Steuereinheit die Koeffizienten der Gewichtungsfunktion in analoge Steuersignale umgewandelt, die dann die Verstärkung der jeweiligen Gewichtungsstufen kontrollieren.

6.1.1 Anforderungen an die Schaltung

Die technischen Anforderungen zur Realisierung eines analogen, elektronisch steuerbaren FIR-Filters für den Mikrowellenbereich sind hoch. Im Folgenden sind einige Überlegungen aufgeführt, die bei dem Entwurf der Schaltung berücksichtigt werden sollten:

- Damit die Verbindungsleitungen der diskreten Bauelemente der Schaltung möglichst elektrisch kurz sind, muss das verwendete Substrat eine niedrige Dielektrizitätszahl aufweisen.
- Die diskrete Verzögerungszeit τ hängt von der oberen Frequenzgrenze ab. Zusammen mit der effektiven Dielektrizitätszahl lässt sich die Länge der entsprechenden Leitung berechnen. Im unteren Gigahertzbereich ergeben sich so Leitungslängen im einstelligen Zentimeterbereich.
- Jede einzelne Gewichtungsstufe des FIR-Filters muss das Eingangssignal biphasig in den Grenzen $-a_0 \leq a_m \leq +a_0$ gewichten können. Die Größenordnung der maximalen Gewichtung a_0 spielt eine untergeordnete Rolle; Werte für $|a_0| < 1$ entsprechen einer Dämpfung, Werte darüber einer Verstärkung. Die eingestellte Gewichtung soll über den gesamten Frequenzbereich möglichst konstant sein.
- Der Phasenunterschied zwischen positiven und negativen Gewichtungen muss über den gesamten Frequenzbereich und für unterschiedliche Gewichtungsamplituden a_0 möglichst konstant 180° betragen.
- Die Gewichtungsstufen sollten möglichst wenig Leistung des Eingangssignals $x(t)$ absorbieren, da sonst mit jeder Stufe der Signalpegel kleiner wird. Vorausgesetzt $x(t)$ ist ein Spannungssignal, erfordert dies hochohmige Eingänge (idealerweise Leerläufe), die im minimalen Abstand zur durchgehenden Eingangsleitung liegen, um Effekte durch Leitungstransformation zu vermeiden. Auch diese Bedingung ist für den gesamten Frequenzbereich einzuhalten.
- Die gleiche Bedingung gilt für die Ausgänge der Gewichtungsstufen, die ebenfalls möglichst hochohmig sein und im minimalen Abstand zur durchgehenden Ausgangsleitung liegen sollten.
- Die Leistungsaufnahme und Rauschzahl der FIR-Filterschaltung sollte möglichst gering sein.

Besondere Herausforderungen ergeben sich, wenn das FIR-Filter, wie in dieser Arbeit gefordert, einen ultrabreitbandigen Frequenzbereich abdecken soll. Gemessen an der UWB-Spektralmaske kann das Verhältnis obere zu untere Frequenzgrenze größer als drei sein. Das bedeutet, dass alle Komponenten der Schaltung für den gesamten Frequenzbereich

optimiert werden müssen. Dazu gehören auch die Schaltungskomponenten für die DC²-Arbeitspunkteinstellung (engl. biasing) der aktiven Elemente sowie Komponenten zur Impedanzanpassung. Des Weiteren ist es wünschenswert, dass aufgrund des hybriden Aufbaus der Schaltung möglichst wenig Elemente, insbesondere Transistoren, verwendet werden. Komplexe Funktionseinheiten, wie sie in integrierten Schaltungen zum Einsatz kommen, sind hier also nicht brauchbar. Aus diesem Gründen ist klar, dass die hier realisierbare FIR-Filterschaltung nur einen Kompromiss zwischen Funktionalität und Minimalismus darstellt, was für eine Demonstration (engl. proof-of-concept) jedoch ausreichen sollte.

6.1.2 Schaltungskomponenten einer Einzelstufe

Die Komponenten einer einzelnen Gewichtungsstufe, kurz *Einzelstufe*, werden im Folgenden näher untersucht. Abb. 6.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Einzelstufe und dessen Ansteuerung. Die Eingangsstufe stellt eine hochohmige Eingangsimpedanz sicher und kann mithilfe einer Sourceschaltung realisiert werden. Gleichzeitig spaltet die Eingangsstufe das Eingangssignal in zwei gegenphasige Signale auf. Diese Funktionseinheit wird im folgenden *Phasensplitter* genannt. Der Ausgang dieser Stufe stellt einen *positiven Signalzweig* und einen *negativen Signalzweig* zur Verfügung.

Die Signalamplitude des jeweiligen Zweiges wird in einer zweiten Stufe mithilfe von variablen Verstärkern eingestellt. Dazu wird die Transistorsteilheit durch entsprechende Arbeitspunkteinstellung verändert. Der Arbeitspunkt wird in einer Digitaleinheit auf Basis des entsprechenden Gewichtungskoeffizienten eingestellt. Bei einem positiven Gewichtungskoeffizienten ($a_m > 0$) wird das Steuersignal für den positiven Signalzweig geöffnet, während gleichzeitig der andere Signalzweig durch Sperrung des Transistors geschlossen wird. Bei einem negativen Gewichtungskoeffizienten verhält es sich umgekehrt.

Die Digitaleinheit besteht im Wesentlichen aus jeweils einem Digitalpotenziometer für jeden variablen Verstärker. Je nach Datenwort, das über die Parallelschnittstelle eines Personal Computers gesendet wird, ändert sich das Teilungsverhältnis am Spannungsteiler des Digitalpotenziometers, sodass sich die Steuerspannungen für die Arbeitspunkte der variablen Verstärker in diskreten Schritten verändern lassen. Um einen formalen Zusammenhang zwischen dem Datenwort für das Digitalpotenziometer und dem daraus folgenden Gewichtungskoeffizienten für die Gewichtungsstufe zu gewinnen, muss jede Einzelstufe für jedes mögliche Datenwort kalibriert werden.

Beide Signalzweige werden anschließend mittels eines resistiven Leistungsaddierers zusammengeführt. Dieser hat die Aufgabe, das Signal des geöffneten Signalzweiges in die Ausgangsstufe zu leiten. Das Signal des geschlossenen Signalzweiges muss so klein sein, dass eine Überlagerung zu vernachlässigen ist. Um Reflexionen zu vermeiden, sollten beide Eingänge und der Ausgang des Leistungsaddierers möglichst angepasst sein.

Die Ausgangsstufe hat die Aufgabe eine hohe Ausgangsimpedanz zu erzeugen. Dies wird mithilfe einer Gateschaltung realisiert. Der Ausgang dieser Stufe ist direkt mit dem jeweiligen Segment der Ausgangsleitung verbunden.

²Direct current

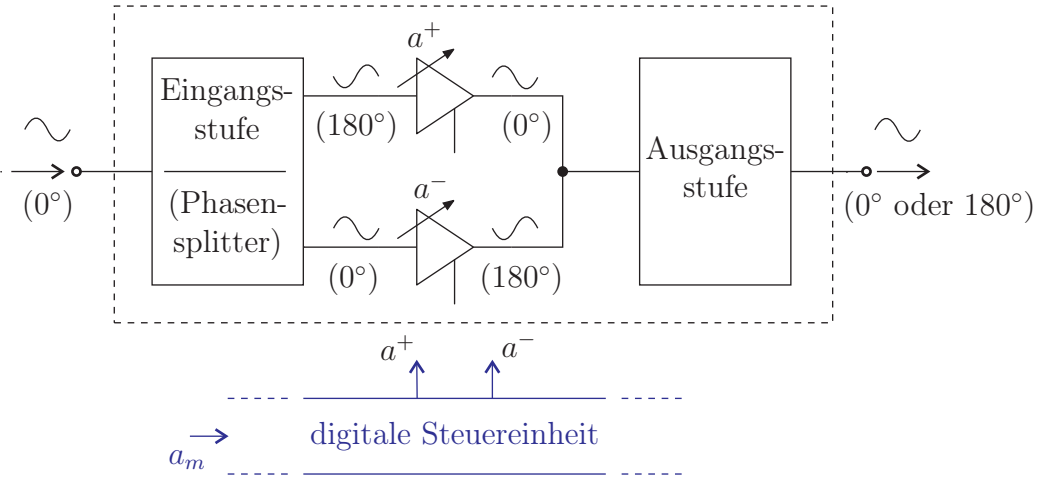


Abb. 6.2: Komponenten und Prinzip der Ansteuerung einer einzelnen Gewichtungsstufe.

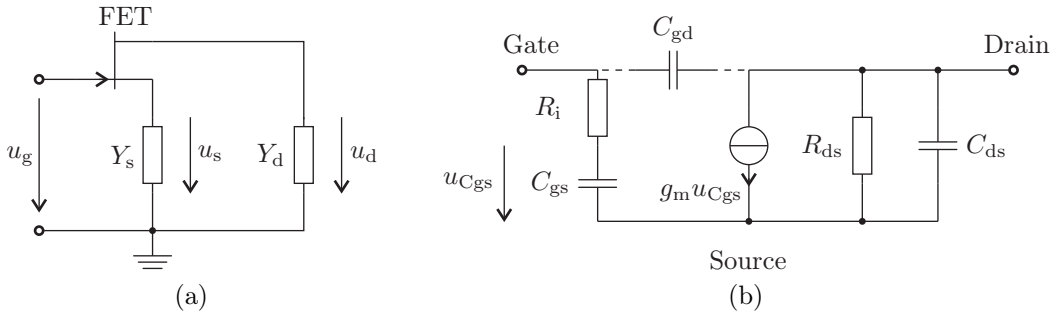


Abb. 6.3: (a) Kleinsignalersatzschaltbild des Phasensplitters und (b) des FETs.

Eingangsstufe

Die Basis der Eingangsstufe ist eine Kombination aus einer Source- und Drainschaltung eines einzigen FETs, siehe das Kleinsignalersatzschaltbild in Abb. 6.3a. Das Eingangssignal ist die Spannung u_g am Gatekontakt, die Ausgangssignale sind die Spannungen u_s und u_d am Source- und Drainkontakt, gemessen an den Lastadmittanzen Y_s und Y_d . Abb. 6.3b zeigt ein einfaches Kleinsignalersatzschaltbild des FETs [Poz05, Kapitel 10.4]. Daraus lassen sich die Spannungsverstärkungen $v_{u,s}$ und $v_{u,d}$ bestimmen zu (siehe Anhang A.1)

$$v_{u,s} = \frac{u_s}{u_g} = \frac{A_1 Y_d + Y_{gs}}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} \quad (6.1.1)$$

$$v_{u,d} = \frac{u_d}{u_g} = -\frac{A_1 Y_s}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} \quad (6.1.2)$$

mit

$$Y_{gs} = \left(R_i - j \frac{1}{\omega C_{gs}} \right)^{-1} ; \quad Y_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega C_{ds} ; \quad A_1 = \frac{g_m Y_s - Y_{ds} Y_{gs}}{Y_d Y_s + Y_{ds} (Y_s + Y_d)}.$$

Ferner wurde angenommen, dass die Gate-Drain-Kapazität C_{gd} vernachlässigbar klein ist (unilateraler Betrieb), und die Gate-Source-Spannung u_{gs} ungefähr der Spannung an der Gate-Source-Kapazität $u_{C_{gs}}$ entspricht.

Die Gleichungen 6.1.1 und 6.1.2 geben zu erkennen, dass die Spannungen am Source- und Drainkontakt nur dann den gleichen Betrag aufweisen und exakt gegenphasig sind, wenn

die Eingangsadmittanz des Transistors ideal hochohmig ist ($Y_{gs} = 0$), und die Lastadmittanzen identisch sind, also $Y_s = Y_d$. Während Letzteres durch Anpassung einfach zu realisieren ist, gilt die erste Bedingung näherungsweise nur für tiefe Frequenzen. Durch eine Modifikation der Lastadmittanz Y_s lässt sich die Forderung einer biphasigen Verstärkung jedoch auch für höhere Frequenzen erreichen:

Gleichsetzen der Gleichungen 6.1.1 und 6.1.2 ergibt

$$Y_s = Y_d + \frac{Y_{gs}}{A_1}. \quad (6.1.3)$$

Ferner gelte die Bedingung

$$Y_{gs}Y_{ds} \ll g_m Y_s.$$

Dann folgt daraus

$$A_1 \approx \frac{g_m Y_s}{Y_d Y_s + Y_{ds}(Y_s + Y_d)} = \frac{g_m}{Y_d + Y_{ds} \left(1 + \frac{Y_d}{Y_s}\right)} \approx \frac{g_m}{Y_d + 2Y_{ds}} \quad \text{mit} \quad Y_d \simeq Y_s.$$

Wenn die Admittanz Y_{ds} klein gegenüber der Lastadmittanz Y_d ist, kann der Faktor A_1 in einem definierten Frequenzbereich als annähernd konstant betrachtet werden. Verhält sich die Eingangsadmittanz Y_{gs} des Transistors überwiegend kapazitiv, so ist im Sourcezweig eine zusätzliche Kapazität der Größe

$$C_s = \frac{1}{A_1} C_{gs} \quad (6.1.4)$$

parallel zur Lastadmittanz Y_d zu addieren, siehe Abb. 6.4a.

Die Abb. 6.4b zeigt die Differenz der Amplituden der Spannungen am Source- und Drainkontakt in Prozent, während Abb. 6.4c die Phasendifferenz darstellt, jeweils in Abhängigkeit der zusätzlichen Sourcekapazität C_s . Die zugrunde liegenden Zahlenwerte wurden bis auf die Transistorsteilheit nach [Poz05, Kapitel 10.4] gewählt. Man erkennt, dass ohne zusätzliche Sourcekapazität die Abweichung der Amplituden zwar gering ist, aber die Phasendifferenz mit steigender Frequenz abnimmt. Mit der nach Gl. 6.1.4 berechneten Sourcekapazität von $C_s \simeq 0,4 \text{ pF}$ wird dagegen für einen weiten Frequenzbereich eine Phasendifferenz von ungefähr 180° erreicht. Allerdings geht dieser Vorteil zulasten der Amplitudendifferenz, sodass ein Kompromiss gefunden werden muss. Bei einer maximal tolerierbaren Amplitudendifferenz von z. B. 10 % und einer Phasendifferenz von ebenfalls 10 % lässt sich mit $C_s \simeq 0,28 \text{ pF}$ die obere Grenzfrequenz von ca. 3 GHz auf 7 GHz erhöhen.

Das zweite Kriterium für den Phasensplitter ist, dass dessen Eingangsadmittanz die Eingangsleitung so wenig wie möglich belastet. Die Eingangsadmittanz Y_{ein} lässt sich berechnen zu (siehe Anhang A.2)

$$Y_{\text{ein}} = \frac{i_g}{u_g} = \frac{Y_s Y_{gs}}{Y_{gs} - A_2 Y_{ds} + Y_s + g_m} \quad \text{mit} \quad A_2 = \frac{g_m(Y_s + Y_d) + Y_{gs} Y_d}{Y_s Y_d}. \quad (6.1.5)$$

Der entsprechende Eingangsreflexionskoeffizient des Phasensplitters ist in Abb. 6.5a in Abhängigkeit der zusätzlichen Sourcekapazität C_s dargestellt. Für sehr kleine Frequenzen beschreiben alle Kurven einen Leerlauf für die Eingangsimpedanz, für größer werden

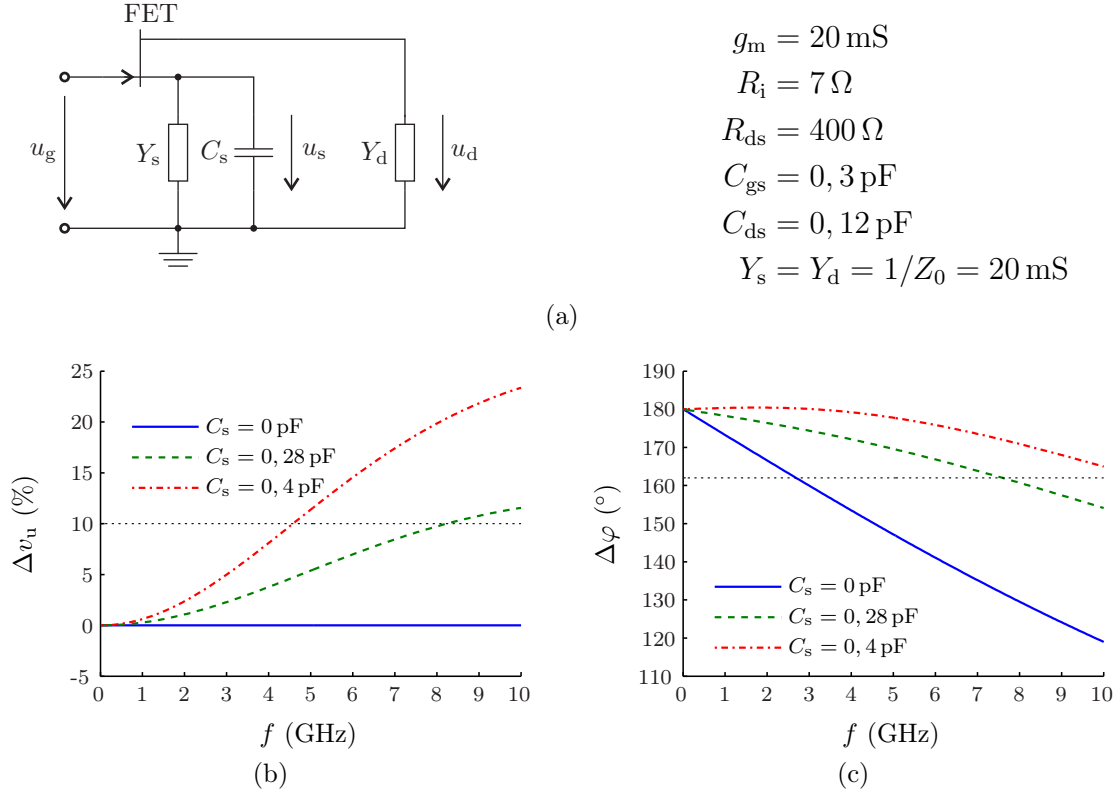


Abb. 6.4: (a) Kleinsignalersatzschaltbild des Phasensplitters mit zusätzlicher Sourcekapazität. (b) Simulierte Amplitudendifferenzen zwischen Source- und Drainkontakt des FETs, (c) entsprechende Phasendifferenz.

Frequenzen gehen die Kurven auseinander. Bei einem zu großen Wert für die zusätzliche Sourcekapazität C_s kann der Reflexionskoeffizient größer als eins werden und die Schaltung wird tendenziell instabil. Für einen gut gewählten Wert C_s beschreibt der Eingangsreflexionskoeffizient in der Darstellung annähernd einen Kreisbogen mit dem Radius eins, was durch eine einfache Eingangskapazität C_{ein} approximiert werden kann. Für die hier gewählten Zahlenwerte ergibt sich $C_{\text{ein}} \simeq 0,18 \text{ pF}$.

Das Ersatzschaltbild für eine Einheitszelle einer Leitung der Länge l_g , verbunden mit dem Eingang des Phasensplitters, ist in Abb. 6.5b dargestellt. Die Größen L_g und C_g beschreiben die Induktivität und Kapazität pro Längeneinheit der Leitung, während C_{ein}/l_g die Eingangskapazität pro Längeneinheit des Phasensplitters bezogen auf die Einheitszelle repräsentiert. Das bedeutet, dass die konzentrierte Eingangslast des FETs auf die Einheitszellen der Leitung verteilt wird, was gültig ist, solange diese elektrisch kurz sind [Poz05, Kapitel 11.5].

Ziel ist es nun, in die Berechnung der charakteristischen Impedanz Z_g der Eingangsleitung, die Eingangsadmittanz des FETs mit einzubeziehen mit der Konsequenz, dass die charakteristische Impedanz auf der gesamten Länge konstant bleibt. Unter der Annahme geringer Verluste erhält man

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_g + C_{\text{ein}}/l_g}}. \quad (6.1.6)$$

Bei Realisierung der Eingangsleitung in Mikrostreifentechnik hängen die Leitungsgrößen L_g und C_g vom Substratmaterial (Dielektrizitätszahl und Verlustfaktoren), Substrathöhe

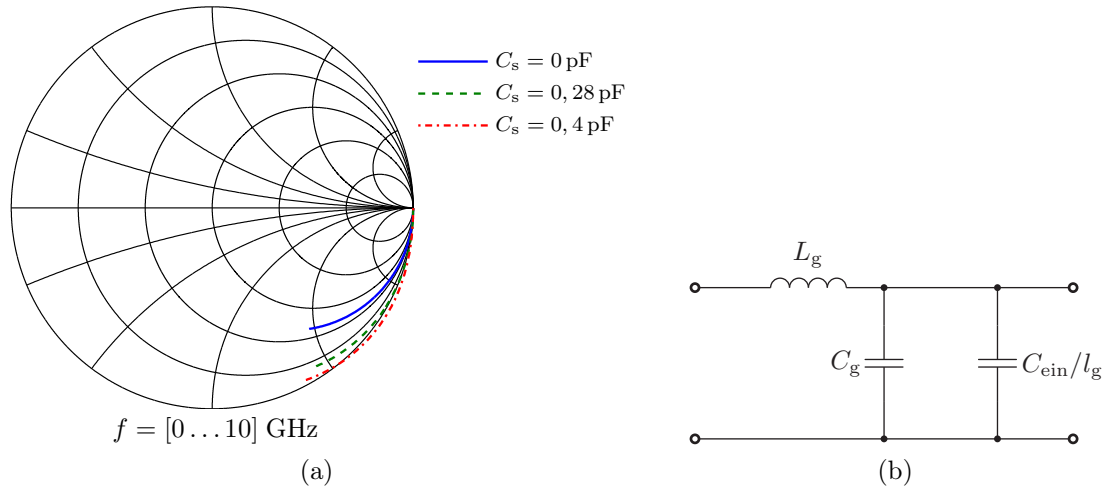


Abb. 6.5: (a) Eingangsreflexionskoeffizient des Phasensplitters und (b) Ersatzschaltbild für eine Einheitszelle einer Leitung, verbunden mit dem Eingang des Phasensplitters.

und der Breite der Leitung ab. Bei bekannter charakteristischer Impedanz und Phasengeschwindigkeit einer (unbelasteten) Leitung lassen sich die Leitungsgrößen L_g und C_g ausrechnen. Die charakteristische Impedanz und effektive Dielektrizitätszahl der Leitung wiederum lassen sich für einen gegebenen Parametersatz analytisch bestimmen, etwa nach den Gleichungen von [HJ80]. Während die Dielektrizitätszahl und Substrathöhe beim gewählten Material festgelegt sind, liegt im Wesentlichen der einzige Freiheitsgrad bei der Wahl der Leitungsbreite. Somit lässt sich die charakteristische Impedanz der belasteten Leitung als Funktion der Leitungsbreite w darstellen als

$$Z_g(w) = \sqrt{\frac{L_g(w)}{C_g(w) + C_{\text{ein}}/l_g}}. \quad (6.1.7)$$

Nun sei Z_0 die charakteristische Impedanz, die sich *ohne* Belastung durch den Phasensplitter ergibt, also

$$Z_0 \stackrel{!}{=} Z_g(w_b) = \sqrt{\frac{L_g(w_b)}{C_g(w_b)}},$$

dann muss für die charakteristische Impedanz *mit* Belastung gelten

$$Z_g(w_s) = \sqrt{\frac{L_g(w_s)}{C_g(w_s) + C_{\text{ein}}/l_g}} \stackrel{!}{=} Z_g(w_b) = Z_0 \quad (6.1.8)$$

mit w_b für die entsprechende Leitungsbreite *ohne* und w_s *mit* Belastung durch den Phasensplitter. Um eine Lösung für die gesuchte Leitungsbreite w_s zu erhalten, wird Gl. 6.1.8 aufgelöst nach

$$L_g(w) - Z_0^2 C_g(w) = Z_0^2 C_{\text{ein}}/l_g. \quad (6.1.9)$$

Diese Gleichung lässt sich numerisch lösen, wie es in Abb.6.6a veranschaulicht wird. Der Schnittpunkt der rechten Seite der Gl. 6.1.9 mit der linken Seite ergibt für eine gegebene Eingangskapazität C_{ein} die Leitungsbreite w_s . Für den Sonderfall $C_{\text{ein}} = 0$, also keine Belastung durch den Phasensplitter, erhält man die Leitungsbreite w_b .

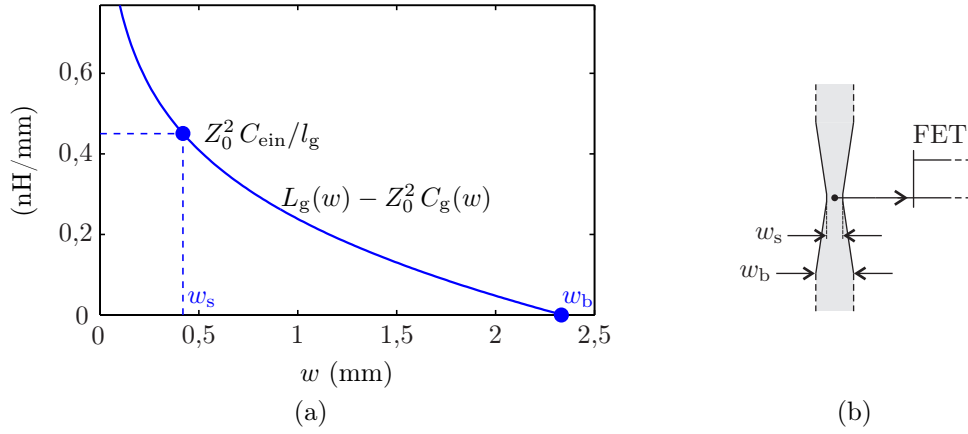


Abb. 6.6: (a) Numerische Lösung der Gl. 6.1.9 und (b) praktische Umsetzung in Mikrostreifentechnik durch kontinuierliche Leitungsverengung.

Abb.6.6b zeigt die praktische Umsetzung der vorangegangenen mathematischen Herleitung in Mikrostreifentechnik. Ausgehend von der Leitungsbreite w_b , verjüngt sich die Leitung in Umgebung des Phasensplittereingangs kontinuierlich (engl. tapered line) zu der Breite w_s .

Variable Verstärkerstufen

Hinter den beiden gegenphasigen Ausgängen des Phasensplitters folgt eine Verstärkerstufe, mit welcher der jeweilige Gewichtungskoeffizient eingestellt werden kann. Dies erfolgt mithilfe eines Transistors in Sourceschaltung, dessen Arbeitspunkt durch eine variable DC-Gatespannung U_{gs} variiert werden kann. Die DC-Drainspannung U_{ds} bleibt dabei unverändert und wird so gewählt, dass der Transistor sich im Sättigungsbereich befindet, siehe Abb. 6.7a. Der DC-Drainstrom I_d hängt dabei von der Gate-Source-Spannung im Abschnürbereich des Transistors in folgender Weise ab [TS02, Kapitel 3.1]

$$I_d = \frac{I_{dss}}{U_P^2} (U_{gs} - U_P)^2, \quad (6.1.10)$$

mit I_{dss} für den Sättigungsstrom und U_P für die Abschnürspannung (engl. pinch-off voltage) des Transistors. Abb. 6.7b zeigt die Übertragungskennlinie nach Gl. 6.1.10 am Beispiel eines n-Kanal Sperrschicht FETs, wie er in dieser Arbeit durchgehend Verwendung findet.

Aus Gl. 6.1.10 lässt sich die Steilheit g_m des FETs im Arbeitspunkt ableiten als

$$g_m|_{AP} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial U_{gs}} \right|_{AP} = \frac{2I_{dss}}{U_P^2} (U_{gs,AP} - U_P). \quad (6.1.11)$$

Bei der Verwendung des Kleinsignalersatzschaltbildes für den FET nach Abb. 6.3b und der Annahme des unilateralen Betriebes lässt sich die Spannungsverstärkung der Schaltung in Abhängigkeit des Arbeitspunktes darstellen als

$$v_u|_{AP} = \frac{u_{ds}}{u_{gs}} = \frac{-g_m|_{AP}}{Y_{ds} + Y_d} \quad (6.1.12)$$

mit Y_d für die Lastadmittanz am Drainkontakt. Bei Anwendung der Gleichungen 6.1.11 und 6.1.12 ist zu beachten, dass neben der Steilheit auch der Leitwert Y_{ds} des Transistors

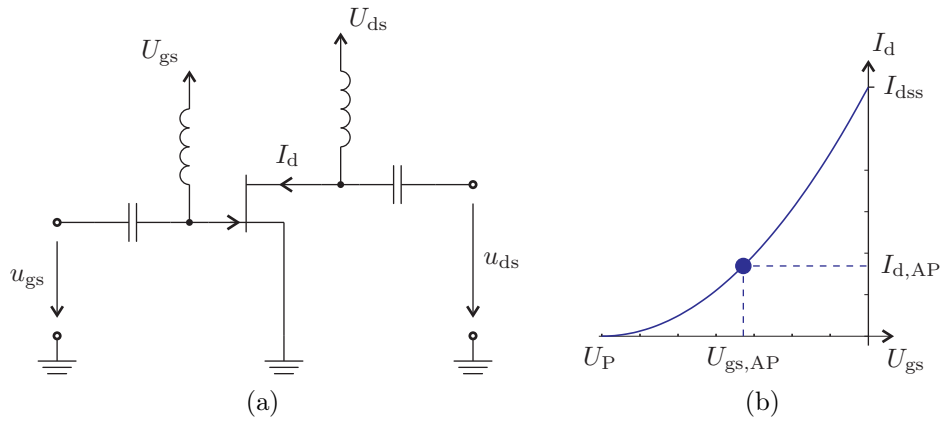


Abb. 6.7: Arbeitspunkteinstellung eines FETs in Sourceschaltung, (b) Übertragungskennlinie eines n-Kanal Sperrschicht-FETs.

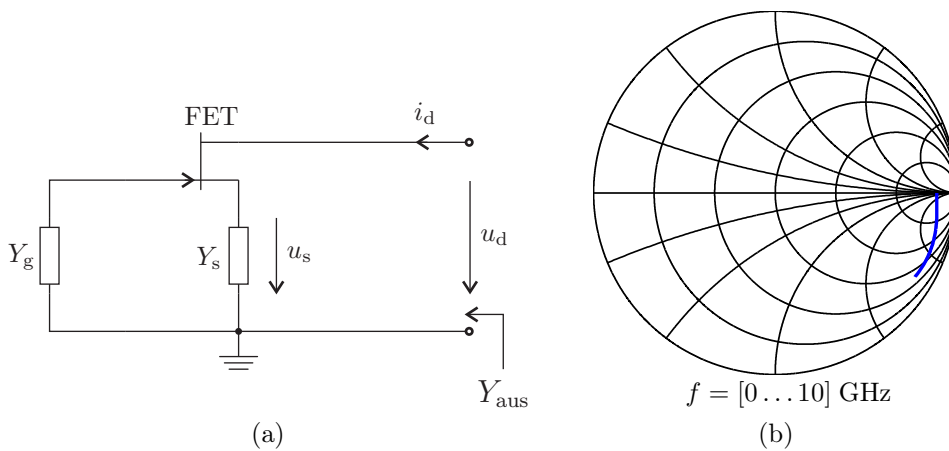


Abb. 6.8: (a) Kleinsignalersatzschaltbild einer Gateschaltung und (b) Darstellung des Ausgangsreflexionskoeffizienten.

vom Arbeitspunkt abhängt und somit nicht zwangsläufig ein linearer Zusammenhang zwischen der Spannungsverstärkung v_u und der DC-Gatespannung U_{gs} besteht.

Ausgangsstufe

Aufgabe der Ausgangsstufe ist es, eine möglichst hochohmige Ausgangsimpedanz für die Einzelstufe zu erzielen und die Ausgangsleitung möglichst wenig zu belasten. Eine hohe Ausgangsimpedanz wird durch eine Gateschaltung erreicht [TS02, Kapitel 3.4]. Mit dem Ersatzschaltbild für den FET aus Abb. 6.3b sowie der Zahlenwerte aus Abb. 6.4 stellt sich der Ausgangsreflexionskoeffizient wie in Abb. 6.8b gezeigt dar. Ähnlich wie beim Phasensplitter lässt sich dieses Verhalten wieder durch eine Kapazität approximieren und in das Ersatzschaltbild für eine Leitung integrieren. Die Konsequenz ist, dass die Ausgangsleitung an den Stellen, wo die Ausgänge der Gewichtungstufen münden, etwas schmaler ist. Wegen der ähnlichen Vorgehensweise wie beim Phasensplitter wird hier auf eine ausführliche Herleitung verzichtet.

6.2 Demonstration eines 4-stufigen FIR-Filters

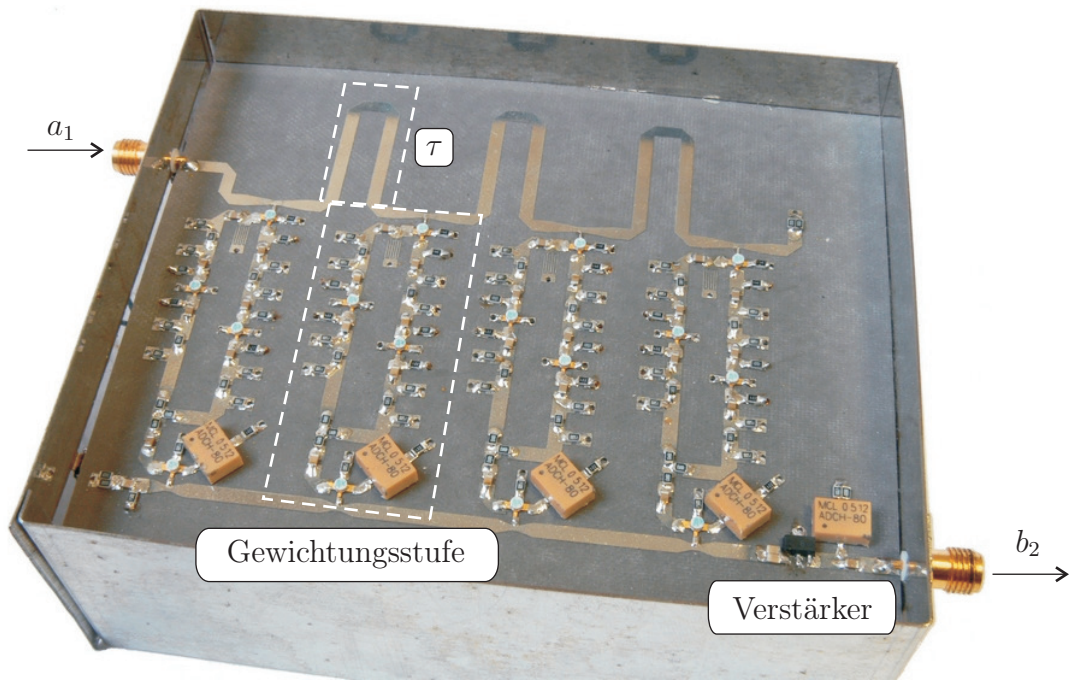
In diesem Abschnitt wird ein experimenteller Aufbau eines 4-stufigen FIR-Filters in hybrider MIC-Technologie vorgestellt. Die einzelnen Funktionsblöcke der Schaltung wurden auf Basis der in Kapitel 6.1 beschriebenen Verfahren vordimensioniert und anschließend mit der Simulationssoftware ADS³ der Firma *Agilent* optimiert. Darin wurden reale Bauteildaten, zum Teil aus Messungen, verwendet sowie die Leitungen zwischen den Bauelementen berücksichtigt. Die daraus resultierenden parasitären Effekte verringern die erreichbare obere Grenzfrequenz, sodass die Schaltung schließlich für den Frequenzbereich von $f = 0,76$ GHz bis $f = 2,6$ GHz dimensioniert wurde, was in etwa dem Faktor vier bezogen auf die UWB-Frequenzmaske entspricht.

6.2.1 Layout der Gesamtschaltung

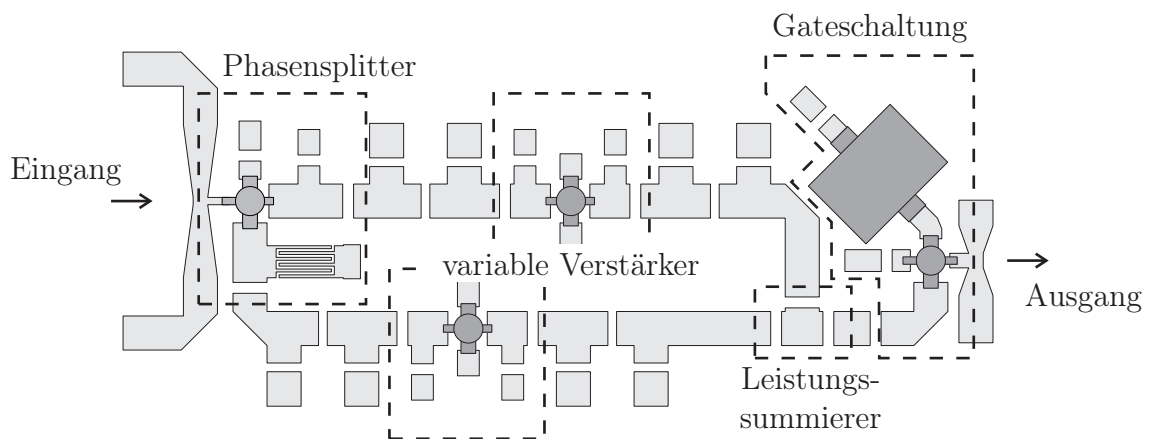
Abb. 6.9 zeigt die Sicht auf die obere Metallisierungsebene der Schaltung. Als Substratmaterial wurde Duroid 5870 der Firma *Rogers* verwendet mit der Substrathöhe 0,787 mm. Im oberen Teil der Schaltung sind drei Leitungssegmente zu erkennen, durch welche die diskreten Verzögerungszeiten τ realisiert werden. Darunter zweigen die vier Gewichtungsstufen ab, jeweils mit positivem und negativem Signalzweig. Als Transistoren werden n-Kanal GaAs-FETs der Firma *Mitsubishi Semiconductor* mit der Bezeichnung *MGF1302* verwendet. Die meisten passiven Bauelemente sind SMD⁴-Elemente der Bauform 0805. Die in den Gateschaltungen verwendeten Spulen sind Breitbandspulen der Firma *Minicircuits*. Am Ausgang der Schaltung wird ein Breitbandverstärker der Bezeichnung *Gali6*, ebenfalls von *Minicircuits* verwendet. In Abb. 6.9b sind die einzelnen Funktionsblöcke einer einzelnen Gewichtungsstufe genauer zu erkennen. Die Fingerstruktur am Phasensplitter repräsentiert die zusätzliche Sourcekapazität, wie sie im vorherigen Abschnitt beschrieben wurde. Ihr Kapazitätswert ist zu klein, um durch ein diskretes Bauelement ersetzt zu werden. Zur breitbandigen Impedanzanpassung zwischen den Funktionsblöcken werden Pi-Dämpfungsglieder verwendet. Zur Ansteuerung der Gewichtungsstufen kommen 8-Bit Digitalpotenziometer des Typs *AD8403* der Firma *Analog Devices* zum Einsatz. Deren Ansteuerung erfolgt durch die parallele Schnittstelle eines Personal Computers.

³Advanced Design System

⁴Surface mounted device



(a)



(b)

Abb. 6.9: (a) Bild eines 4-stufigen analogen FIR-Filters, (b) Layout einer einzelnen Gewichtungsstufe (um 90° im Gegenuhrzeigersinn gedreht).

6.2.2 Charakterisierung der Schaltung

In diesem Abschnitt erfolgen die messtechnische Charakterisierung des FIR-Filters und dessen Untersuchung im Hinblick auf die zu Beginn dieses Kapitels aufgestellten Anforderungen.

Zum Test der Anforderung nach einer hochohmigen Ein- und Ausgangsimpedanz der einzelnen Gewichtungsstufen und deren Einfluss auf die Ein- und Ausgangsleitung wird der Ein- und Ausgangsreflexionskoeffizient der Schaltung als Funktion der Frequenz gemessen, Abb. 6.10a. Dem Diagramm ist zu entnehmen, dass bis zu einer Grenze von $f = 3$ GHz, beide Reflexionskoeffizienten kleiner als -10 dB sind und somit als angepasst bezeichnet werden können. Im gewünschten Frequenzbereich bis $f = 2,6$ GHz ist der Eingangsreflexionskoeffizient sogar deutlich unter -10 dB. Wäre die Belastung der Leitungen durch die Gewichtungsstufen zu hoch, so würden die Reflexionskoeffizienten deutlich ausgeprägtere Resonanzen (stehende Wellen) zeigen, so wie es oberhalb von $f = 3$ GHz zu sehen ist.

Als weiteres Merkmal wird die erreichbare Gewichtung der einzelnen Gewichtungsstufen untersucht. Dazu zeigt Abb. 6.10b Messungen der Transmissionskoeffizienten S_{21} als Funktion des Datenwortes des jeweiligen digitalen Potenziometers. Man erkennt eine deutliche Streuung der Transmissionen, was eine Kalibrierung jeder einzelnen Stufe und jeden Zweiges erfordert. Dazu muss in der digitalen Steuereinheit für jeden Zweig die entsprechende Kurve aus Abb. 6.10b hinterlegt sein. Aus derselben Messung lässt sich die maximal zu erreichende Gewichtung ablesen, die durch das schwächste Glied gegeben wird und etwa $a_0 = 0,34$ entspricht.

Die Gewichtung soll über den betrachteten Frequenzbereich möglichst konstant sein, was in Abb. 6.10c am Beispiel der Gewichtung $a_0 = 0,3$ für die erste Stufe untersucht wird. Man erkennt eine nicht unerhebliche Abweichung vom Referenzwert, der für alle Stufen im gewünschten Frequenzbereich unterhalb von 20 % liegt, was noch akzeptabel ist.

Die Phasen für beide Zweige der ersten Gewichtungsstufen sind in Abb. 6.10d als Funktion der Frequenz dargestellt. Die Differenz der beiden Phasen ist im gesamten gezeigten Frequenzbereich nahe dem idealen Wert von 180° , die Abweichung liegt für alle Stufen insgesamt unter 16 %.

Eine Zusammenfassung dieser und weiterer Ergebnisse ist der Tabelle 6.10 zu entnehmen. Der einzige Parameter, der (erwartungsgemäß) den Anforderungen in keiner Weise entspricht, ist die Rauschzahl F . Die vielen Dämpfungsglieder und nicht rauschangepassten Transistoren beeinflussen die Rauschzahl erheblich. In gewissen Grenzen kann die Rauschzahl jedoch durch einen rauscharmen Vorverstärker kontrolliert werden, wie es beim Einsatz der FIR-Filter in der Gruppenantenne im nächsten Kapitel gezeigt wird.

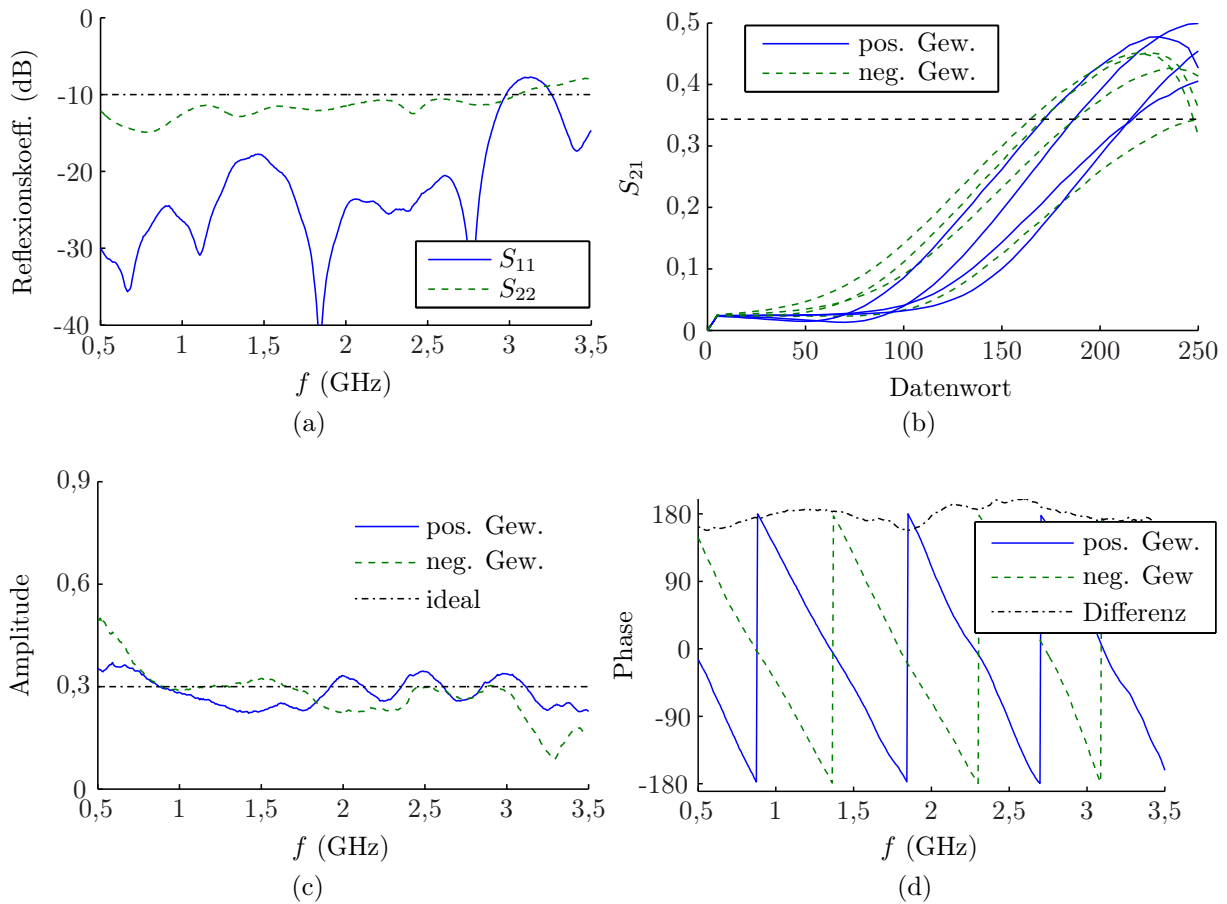


Abb. 6.10: (a) Ein- und Ausgangsreflexionskoeffizient des FIR-Filters, (b) Gewichtungen der einzelnen Stufen als Funktion des Datenwortes der digitalen Potenziometer, (c) Gewichtung des positiven und negativen Signalzweigs der ersten Gewichtungsstufe als Funktion der Frequenz im Vergleich zum Sollwert (hier exemplarisch $a_0 = \pm 0,3$), (d) Phasendifferenz des positiven und negativen Zweiges.

Tabelle 6.1: Spezifikationen des FIR-Filters.

Parameter	Eigenschaft
Frequenzbereich	$f = 0,76 \dots 2,6 \text{ GHz}$
Anpassung	$< -10 \text{ dB}$ bis $f = 3 \text{ GHz}$ (ein- und ausgangsseitig)
Maximale Gewichtung pro Stufe	$\pm 0,34$, steuerbar in 256 Stufen
Schaltzeit	$18 \mu\text{s}$, gemäß Datenblatt AD8403
Abweichung Amplitude	$< 20 \%$ für $f = 0,76 \dots 2,6 \text{ GHz}$
Abweichung Phasendifferenz	$< 16 \%$ für $f = 0,76 \dots 2,6 \text{ GHz}$
Leistungsaufnahme	$< 100 \text{ mW}$ (ohne digitale Steuereinheit)
Rauschzahl	$F > 20 \text{ dB}$, abhängig von Gewichtungsfunktion

6.2.3 Funktionstest des FIR-Filters

Am Beispiel einer gegebenen Filter- oder Übertragungsfunktion soll die Funktionalität der Schaltung als FIR-Filter demonstriert werden. Um ein aussagekräftiges Ergebnis zu erhalten, muss die gewählte Filterfunktion repräsentativ sein und darf keinen zu einfachen Fall darstellen. Ein Vorzeichenwechsel zwischen zwei benachbarten Gewichtungsstufen ist daher genauso erforderlich wie nicht zu kleine Gewichtungsamplituden, um die Grenzen auszuloten. Als weiteres Merkmal soll die zu erzielende Funktion „erkennbar“ sein. Als besonders geeignet erscheint daher eine Übertragungsfunktion, die das Eingangssignal differenziert, oder

$$H_{\text{FIR}}(\omega) = j\omega.$$

Daraus lässt sich durch inverse Fouriertransformation und geeigneter Fensterfunktion $\text{Win}(\omega)$ die Impulsantwort gewinnen als

$$h_{\text{FIR}}(t) = \mathcal{F}^{-1} \{ H_{\text{FIR}}(\omega) \text{Win}(\omega) \}.$$

Durch geeignete Abtastung lassen sich daraus die Gewichtungskoeffizienten für ein 4-stufiges FIR-Filter ableiten als

$$w_n = [-0,34; 1; -1; 0,34].$$

Mit diesem Koeffizienten kann nun das FIR-Filter beschaltet und die daraus resultierende Übertragungsfunktion $H_{\text{mess}}(f)$ mit einem VNA gemessen werden. Das Ergebnis dieser Messung ist im Vergleich zu einer Simulation in Abb. 6.11a und 6.11b in Form der Amplitude und Phase zu sehen. Der Amplitudenvergleich zeigt tendenziell eine gute Übereinstimmung; der Fehler beträgt in der Spitze 24 % und im Mittel 11 %. Der Phasenvergleich zeigt hervorragende Übereinstimmung.

Um die Funktionalität der Schaltung mit den gegebenen Gewichtungskoeffizienten für eine Differenziation zu zeigen, wird das Spektrum eines Gaußpulses vierter Ordnung mit der Übertragungsfunktion multipliziert (Abb. 6.11c) und anschließend mittels inverser Fouriertransformation in den Zeitbereich überführt, Abb. 6.11d. Der Vergleich mit der Simulation zeigt, dass die Impulsantwort aus der Messung eine gute Funktionalität erzielt.

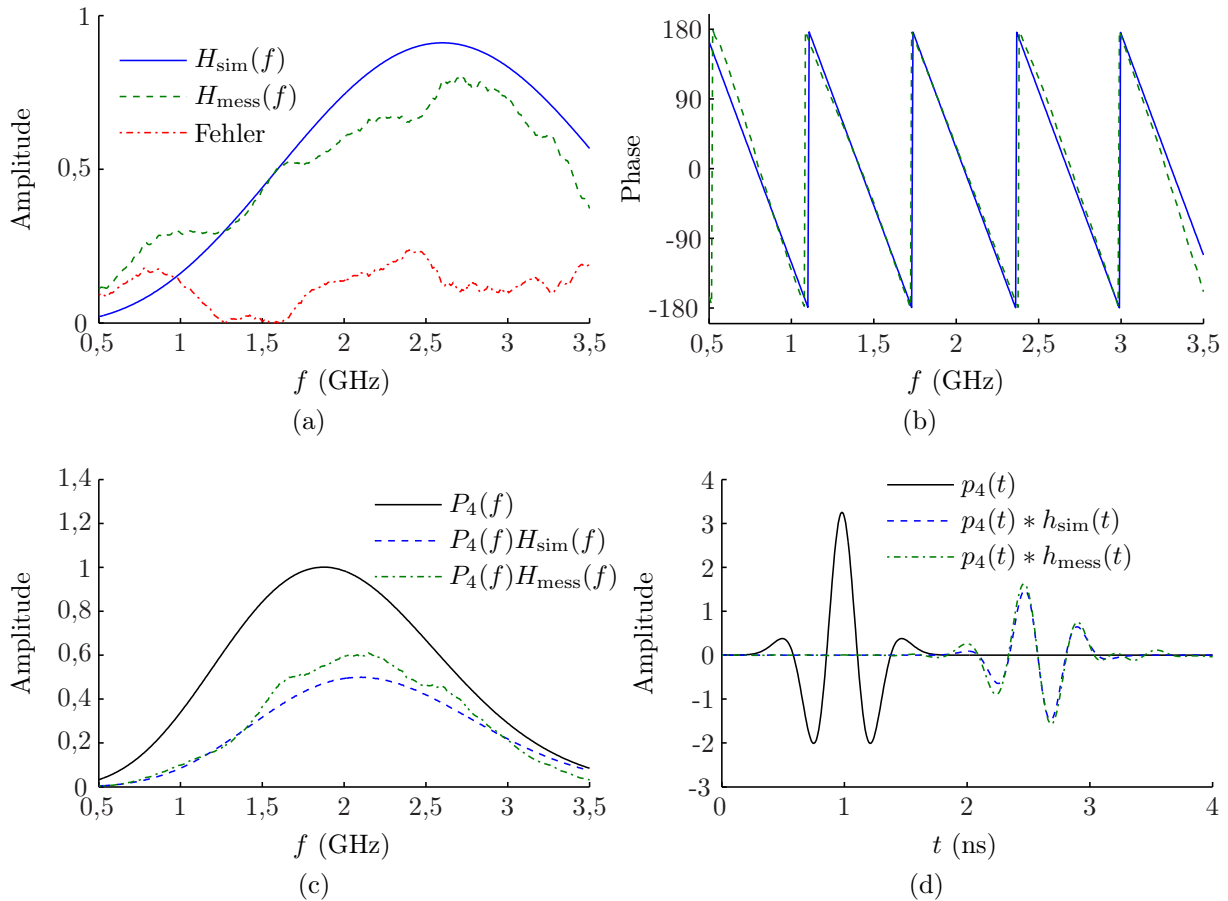


Abb. 6.11: Vergleich zwischen Simulation und Messung für ein FIR-Filter mit den Koeffizienten w_n . (a) Betrag und (b) Phase der Übertragungsfunktionen, (c), Multiplikation der Übertragungsfunktionen mit dem Spektrum eines Gaußpulses vierter Ordnung, (d) Faltung der entsprechenden Impulsantworten mit einem Gaußpuls vierter Ordnung.

6.3 Zusammenfassung

Dieses Kapitel präsentierte den Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines analogen, elektronisch steuerbaren FIR-Filters und leitete den experimentellen Teil dieser Arbeit ein. Da es sich dabei um ein Element für einen Demonstrator handelt (Kapitel 7), war eine wichtige Randbedingung für den Entwurf, ein kostengünstiges Konzept in hybrider MIC-Technologie mit möglichst wenigen Bauelementen zu entwickeln. Der daraus gewonnene experimentelle Aufbau eines 4-stufigen-FIR-Filters für den skalierten Frequenzbereich von $f = 0,76$ GHz bis $f = 2,6$ GHz zeigte gute bis brauchbare Ergebnisse, sodass dieses Konzept für den Einsatz in einem Demonstrator einer FIR-Filter gesteuerten Gruppenantenne als geeignet erscheint.

Demonstration einer FIR-Filter gesteuerten ultrabreitbandigen Gruppenantenne

Ziel dieses Kapitels ist es, eine FIR-Filter basierte Gruppenantenne in Form eines Experiments zu demonstrieren. Darin werden sowohl die theoretischen Grundlagen zur Berechnung der Gruppenantenne (überwiegend Kapitel 4 und 5) als auch das Konzept zum Aufbau eines analogen FIR-Filters für den Mikrowellenbereich (Kapitel 6) angewandt. Ein derartiges Experiment dürfte im Rahmen dieser Arbeit zum ersten Mal realisiert worden sein.

Um mit wenigen Antennenelementen ein anschauliches Beispiel präsentieren zu können, wurde eine zirkulare Anordnung der Elemente gewählt. Die Übertragungsfunktion der verwendeten Antennenelemente wird für die Berechnung der Koeffizienten genauso berücksichtigt wie deren Verkopplung.

In Kapitel 7.1 werden die Anforderungen an die Gruppenantenne und die zu verwendenden Elemente am Beispiel verschiedener Szenaren aufgestellt. Für das praktische Experiment wird daraus das Szenario mit den geringsten Anforderungen gewählt, um Aufwand und Kosten so gering wie möglich zu halten. Das ist eine typische Vorgehensweise für Demonstratoren (proof-of-concept). Der betrachtete Frequenzbereich für das Experiment wird in Anlehnung an die Grenzen der FIR-Filterschaltungen gewählt und liegt daher nicht im originalen UWB-Frequenzband, sondern in einem herunterskalierten Frequenzbereich.

In Kapitel 7.2 werden das Experiment und dessen verwendete Komponenten im Detail beschrieben. Des Weiteren werden der Messaufbau und die damit erzielten Messungen präsentiert.

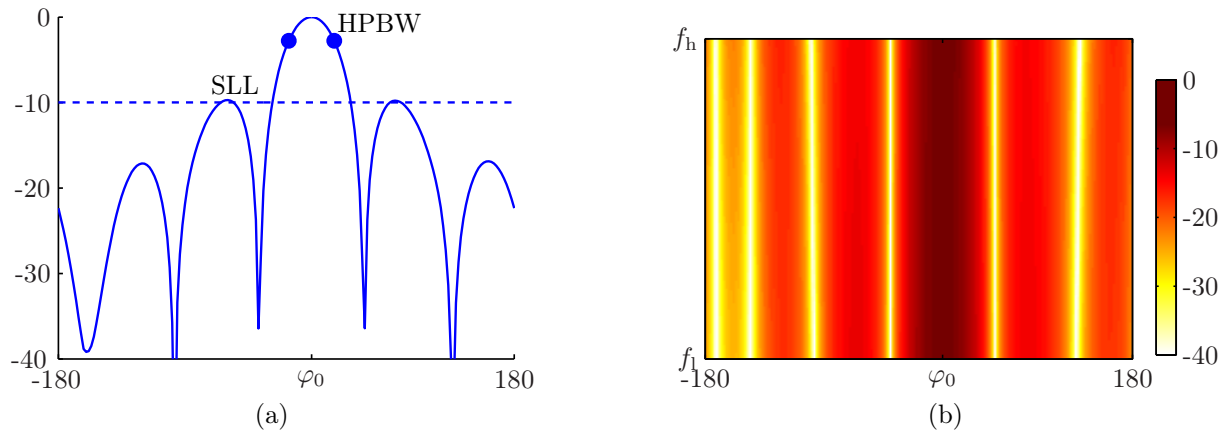


Abb. 7.1: (a) Festlegung der Spezifikationen für das zu erzielende Referenzstrahlungsdiagramm und (b) darauf basierende Übertragungsfunktion der Gruppenantenne.

7.1 Anforderung an eine FIR-Filter gesteuerte Gruppenantenne

Das in diesem Kapitel zugrunde liegende UWB-Übertragungssystem besteht aus einer Gruppenantenne als Sender und einer einzelnen Antenne als Empfänger. Prinzipiell könnte die Gruppenantenne auch als Empfänger verwendet werden. Da die Rauschzahl der analogen FIR-Filter aber sehr hoch ist (siehe Kapitel 6) und damit der Dynamikbereich eher gering, wird die Gruppenantenne hier als Sender verwendet. Darüber hinaus soll der Fokus auf die Beschreibung und Charakterisierung der Gruppenantenne gelegt werden. Die Einflüsse der Empfangsantenne und des Kanals spielen dabei keine Rolle und werden herausgerechnet bzw. minimiert. Aufgrund der Reziprozität gelten die gewonnenen Daten für die Gruppenantenne unabhängig davon, ob sie als Sende- oder Empfangsantenne benutzt wird.

Zur konkreten Dimensionierung der Gruppenantenne und des Strahlformungsnetzwerks müssen die Anforderungen und Spezifikationen bzgl. des zu erzielenden Strahlungsdiagramms und der Gruppenantenne festgelegt werden. Diese werden im Allgemeinen von der Anwendung vorgegeben und sind im Wesentlichen:

- Richtung der Hauptkeule (θ_0, φ_0)
- Halbwertsbreite HPBW
- Maximal tolerierbarer SLL
- Frequenzbereich / Bandbreite
- Ansteuerbarer Winkelbereich / Rundumstrahlung

Insbesondere aus dem letzten Punkt ergibt sich die Geometrie der Gruppenantenne (linear, zirkular, evtl. planar). Aus den anderen Punkten ergeben sich die Parameter wie die Anzahl der Elemente, die Größe der Gruppenantenne, die maximale Größe der Einzelemente, die Filterordnung.

Für das konkrete Experiment in diesem Kapitel sei eine zirkuläre Gruppenantenne erforderlich. Das damit zu erzielende Strahlungsdiagramm lässt sich mithilfe von Gl. 3.3.13

berechnen und ist in Abb. 7.1a dargestellt. Hierin wurde eine Fensterfunktion (Kapitel 3.3.4) verwendet, um den SLL zu kontrollieren (hier $\text{SLL} \leq -10 \text{ dB}$). Die mathematische Beschreibung der zirkularen UWB-Gruppenantenne erfolgt mit der Gl. 4.5.3. Die Übertragungsfunktion der Gruppenantenne soll einschließlich der Berücksichtigung der Antennenelemente und deren Verkopplung, im betrachteten Frequenzbereich frequenzunabhängig sein, siehe Abb. 7.1b. Dabei ist zu beachten, dass die Übertragungsfunktion der Gruppenantenne nicht exakt dem Verlauf des Referenzstrahlungsdiagramms folgen muss, sondern nur die Spezifikationen einhalten soll.

Der Radius der Gruppenantenne hängt nach Gl. 4.5.2 von der oberen Frequenzgrenze und der Anzahl der Elemente ab. Zur weiteren Verringerung des SLL wurde der Radius hier kleiner gewählt als nach Gl. 4.5.2 (Multiplikation mit dem Faktor 0,85). Tabelle 7.1 zeigt die sich ergebenden Radien in Abhängigkeit der relevanten Parameter.

Tabelle 7.1: Erforderlicher Radius der zirkularen Gruppenantenne (in cm).

Anzahl der Elemente N (Halbwertsbreite)	obere Frequenzgrenze f_h (GHz)			
	1	2	5	10
4 (HPBW=72°)	8,1	4,0	1,6	0,8
8 (HPBW=40°)	16,2	8,1	3,2	1,6
16 (HPBW=16°)	32,5	16,2	6,5	3,2

Ferner ist in Tabelle 7.2 die minimal erforderliche Filterordnung in Abhängigkeit von der Bandbreite und der Anzahl der Elemente aufgetragen. Die Verzögerungszeit der Filter ist festgelegt auf $\tau = 0,4/(2f_h)$, die hier kleiner gewählt wurde als im Theorieteil dieser Arbeit, vgl. Kapitel 4.4. Das bewirkt zwar tendenziell eine höhere Filterordnung, verkürzt aber auch die Längen der Verzögerungsleitungen, was den Frequenzgang der FIR-Filter etwas abflacht (Periodizität der belasteten Eingangsleitung, siehe Kapitel 6.2). Darüber hinaus werden zur Abschätzung Isotropstrahler als Antennenelemente angenommen. Andere Verzögerungszeiten, reale Antennenelemente sowie die Berücksichtigung von Verkopplung führen zu einer veränderten Filterordnung. Jedoch vermittelt die Tabelle eine grobe Orientierung.

Tabelle 7.2: Erforderliche Filterordnung M .

Anzahl der Elemente N	Bandbreite f_h/f_l		
	1,33	2	3,4
4	4	5	8
8	4	6	11
16	4	8	13

Aus der Kombination der Parameter für den Kreisradius, der oberen Grenzfrequenz und der Bandbreite ergeben sich die infrage kommenden Antennenelemente für die Gruppe.

Nach der Festlegung aller Parameter lassen sich die Koeffizienten für die FIR-Filter mittels mathematischer Optimierung (Kapitel 4.4.2.1) berechnen.

7.2 Aufbau einer FIR-Filter gesteuerten zirkularen Gruppenantenne

Aus den zu Beginn dieses Kapitels beschriebenen Gründen soll im Experiment eine Gruppenantenne mit möglichst geringen Anforderungen realisiert werden. Aus Tabelle 7.2 ist die sich daraus ergebende Bandbreite zu entnehmen. Die obere Grenzfrequenz wird vorwiegend von den FIR-Filterschaltungen bestimmt (siehe Kapitel 6.2). Auf dieser Basis wurden die Parameter für den Aufbau der FIR-Filter gesteuerten zirkularen Gruppenantenne nach den Werten aus Tabelle 7.3 festgelegt.

Tabelle 7.3: Spezifikationen für den experimentellen Aufbau.

Parameter	Wert	Eigenschaft
Anzahl der Elemente N	4	HPBW=72°
Filterordnung M	4	$f_h/f_l = 1,33$
Obere Grenzfrequenz f_h	2 GHz	$a = 4 \text{ cm}$

Aus den Daten der Tabelle ergibt sich ein Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 2 GHz, was einer absoluten Bandbreite von 500 MHz entspricht. Das erfüllt minimal die Anforderung eines UWB-Systems. Allerdings handelt es sich dabei um ein herunterskaliertes Frequenzband bezogen auf den originalen UWB-Frequenzbereich (mindestens um den Faktor 2,1), sodass die absolute Bandbreite beim Zurückskalieren ansteigt.

7.2.1 Beschreibung und Berechnung der verwendeten Elemente

Die Beschreibung der verwendeten Elemente beinhaltet die Antennenelemente für die Sende- und Gruppenantenne, die FIR-Filterschaltungen und einen breitbandigen Leistungsteiler.

Antennenelemente

Für zirkulare Gruppenantennen sind Antennenelemente, die sich omnidirektional in der Azimutalebene verhalten, besonders geeignet. Dies wird beispielsweise durch Dipol- oder Monopolantennen erfüllt. Für UWB-Anwendungen werden breitbandige Varianten benötigt, etwa die sogenannte Monocone-Antenne [TK03; WS04]. Abb. 7.2a zeigt eine dreidimensionale Darstellung der für diese Arbeit modifizierten Monocone-Antenne. Die rotationssymmetrische Geometrie der Antenne lässt auf ein nahezu ideales omnidirektionales Strahlungsverhalten schließen, was durch die Simulation des Strahlungsdiagramms in Abb. 7.2b belegt wird. Der maximale Gewinn beträgt etwa 4 dBi und ändert sich auch bei anderen Frequenzen kaum. In der Azimutalebene verringert sich der Gewinn auf etwa 0 dBi. Die Antenne wurde mithilfe der Simulationssoftware *CST Microwave Studio* so

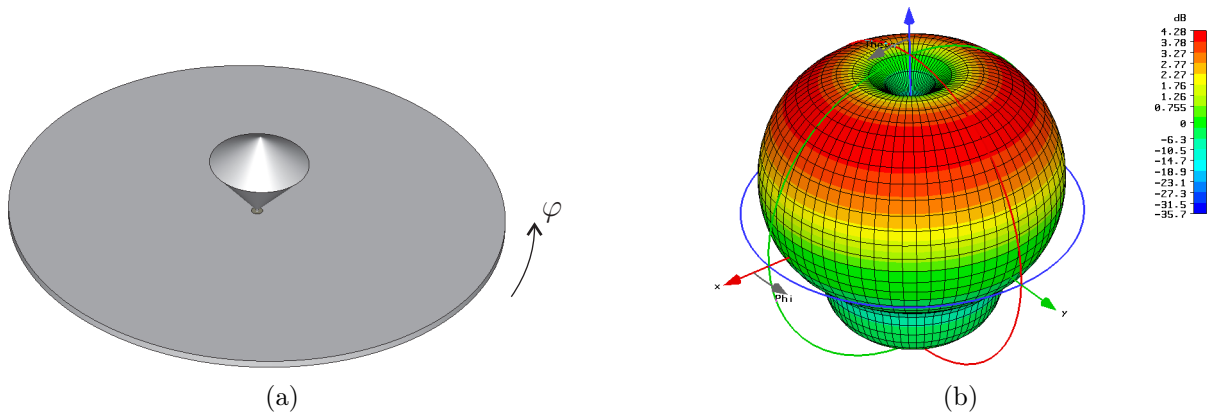


Abb. 7.2: (a) Einzelne UWB-Monocone-Antenne, (b) Strahlungsdiagramm bei $f = 2$ GHz.

dimensioniert, dass der Eingangsreflexionskoeffizient ab einer Frequenz von 1,5 GHz unterhalb von -10 dB liegt. Dabei darf der Radius des Kegels eine bestimmte Größe nicht überschreiten, damit eine zirkuläre Anordnung mehrerer Elemente ohne mechanische Kollision und mit akzeptabler Verkopplung möglich ist.

Der Zusammenschluss mehrerer Monocone-Antennen zu einer Gruppenantenne ist in Abb. 7.3a zu sehen. Das Frequenz- und Winkelverhalten eines einzelnen Elementes aus der Gruppe ist diesmal in Form der Übertragungsfunktion in Abb. 7.3b als Simulation nach Gl. 5.2.25 und anschließender Transformation in den Frequenzbereich zu sehen. In Abb. 7.3c ist die gleiche Übertragungsfunktion, gewonnen aus einer Messung und Anwendung der Gl. 5.2.27 dargestellt. Man erkennt in beiden Abbildungen, dass durch die Existenz der anderen (passiven) Antennenelemente, kein perfekt omnidirektionales Strahlungsverhalten mehr gegeben ist, was auf die Verkopplung der Elemente zurückzuführen ist.

Beide Übertragungsfunktionen, die *ohne* Normierung dargestellt sind, weisen eine nahezu identische Skala für den Betrag auf, was die gute Anwendbarkeit der entsprechenden Berechnungsmethoden und Gleichungen belegt. Aufgrund der Eigenschaft, dass Simulation und Messung auch qualitativ sehr ähnlich sind, kann die Berechnung des Strahlformungsnetzwerks auf Basis der Simulation durchgeführt werden.

FIR-Filterschaltungen

Auf Basis der Übertragungsfunktionen der Monocone-Antennen (Abb. 7.3b) und den Spezifikationen aus Tabelle 7.3 kann für eine bestimmte Strahlungsrichtung die Koeffizientenmatrix für das Strahlformungsnetzwerk berechnet werden. Damit werden anschließend die einzelnen FIR-Filterschaltungen angesteuert. In diesem Experiment wird die Strahlungsrichtung auf $(\theta_0 = 90^\circ, \varphi_0 = 0^\circ)$ festgelegt. Durch Vertauschen der Koeffizienten kann trivialerweise die Strahlrichtung in der Azimutalebene in 90° -Schritten variiert werden.

Die FIR-Filterschaltungen für die Gruppenantenne entsprechen im Wesentlichen dem vorgestellten Konzept aus Kapitel 6. Folgende Vereinfachungen und Modifikationen werden jedoch vorgenommen:

1. Die Verzögerungszeit wird auf $\tau = 0,4/(2f_h) = 0,1$ ns verkürzt, was einer Abtastfrequenz von 10 GHz entspricht. Dadurch kann die Länge der Eingangsleitung

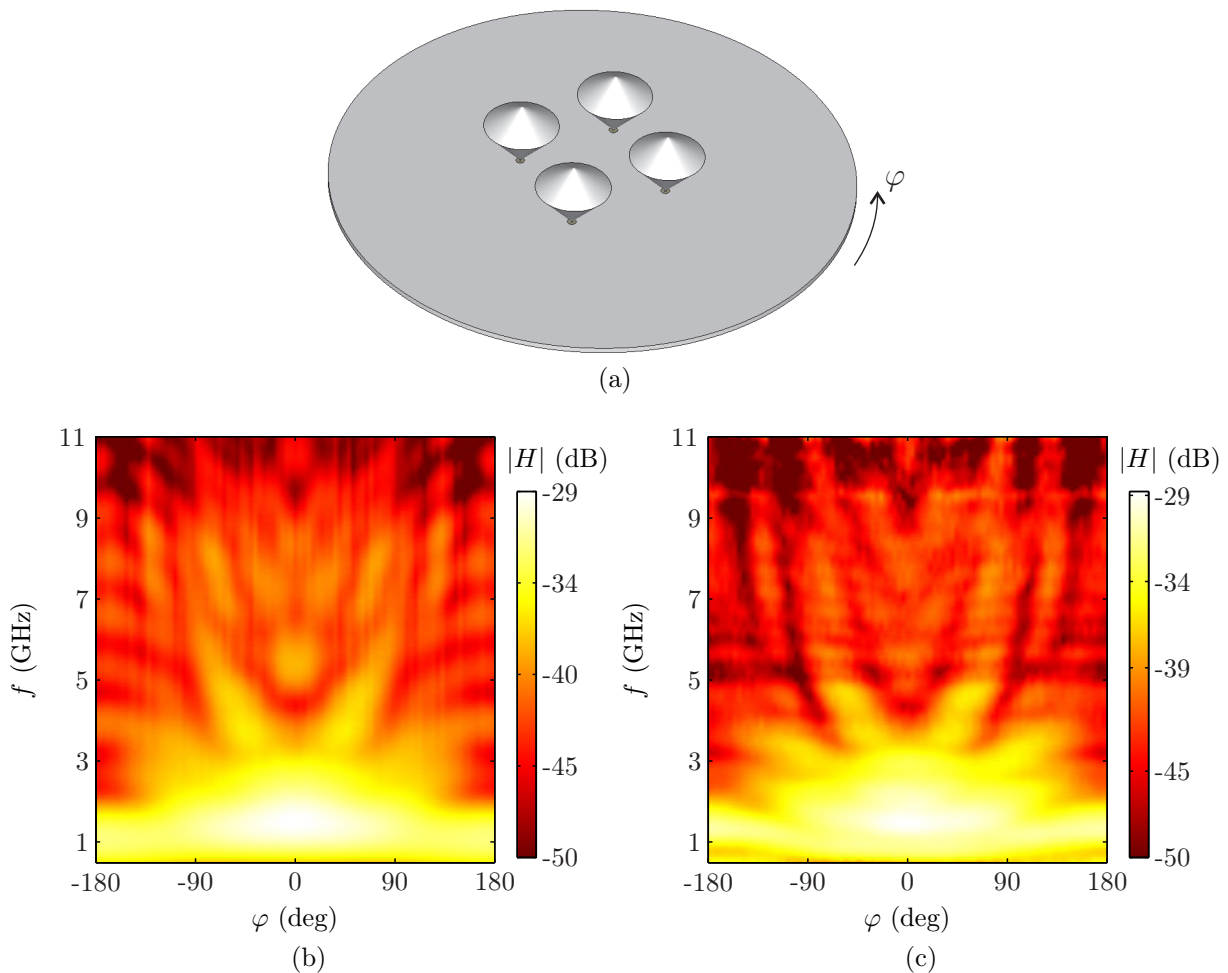


Abb. 7.3: (a) Gruppenantenne aus vier Monocone-Antennen, (b) simulierte Übertragungsfunktion in der Azimutalebene eines einzelnen gespeisten Antennenelementes in der Gruppe und (c) entsprechende gemessene Übertragungsfunktion. Die nicht gespeisten Elemente wurden angepasst abgeschlossen.

verringert werden.

2. Es wird ein breitbandiger Vorverstärker verwendet, um den Dynamikbereich des Übertragungssystems zu verbessern.
3. Die Gewichtungskoeffizienten werden durch Pi-Dämpfungsglieder fest eingestellt. Dadurch entfällt die Aufteilung in einem positiven und negativen Zweig, wodurch sich der Schaltungsaufwand erheblich verringert.

Abb. 7.4 zeigt ein Bild der modifizierten FIR-Filterschaltung.

Leistungsteiler

Das Eingangssignal wird mithilfe eines breitbandigen Leistungsteilers symmetrisch auf die vier Antennenelemente der Gruppe aufgeteilt. Der einfachste breitbandige Leistungsteiler ist sicherlich der resistive Leistungsteiler, der jedoch eine hohe Verlustleistung und keine Isolation zwischen den Ausgangstoren aufweist. Aus diesem Grund wurde für dieses Experiment ein Leistungsteiler auf der Basis eines sogenannten Wilkinsonleistungsteilers entwickelt. Durch einen mehrstufigen Aufbau kann ein breitbandiger Betrieb realisiert

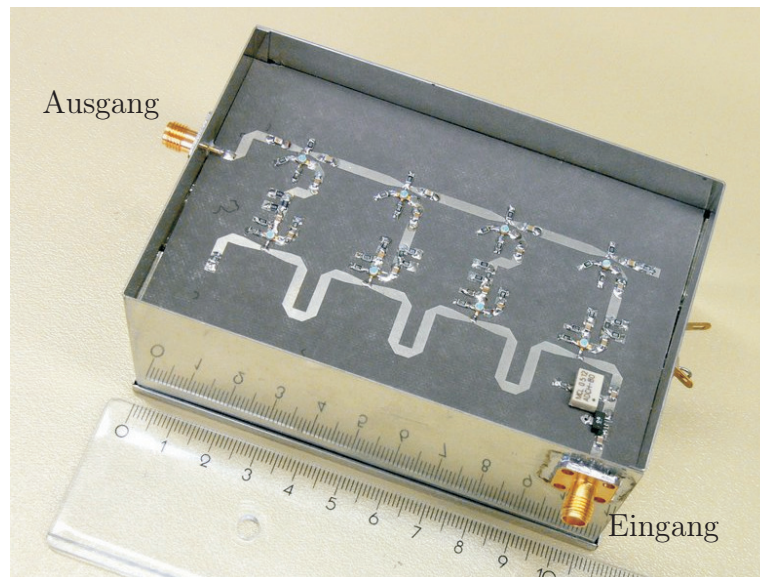


Abb. 7.4: Bild eines FIR-Filters für den Aufbau des Demonstrators.

werden. Eine detaillierte Beschreibung und Charakterisierung des Leistungsteilers ist in dem technischen Bericht von [JN07] zu finden.

7.2.2 Messergebnisse

Die Messung der Übertragungsfunktion der Gruppenantenne wurde im Frequenzbereich mit dem VNA HP 8510 durchgeführt. Der prinzipielle Messaufbau ist in Abb. 7.5a gezeigt. Das Übertragungssystem wurde in einer Absorberkammer aufgestellt. Die zu messende Gruppenantenne wurde auf einem drehbaren Tisch gelagert, damit dessen Charakteristik als Funktion des Azimutalwinkels aufgenommen werden kann. Ein Bild des Aufbaus zeigt die Abb. 7.5b.

Mit diesem Aufbau wurde nun für verschiedene Winkel φ in 1° -Schritten der Transmissionskoeffizient S_{21} zwischen dem Eingang der Gruppenantenne und dem Ausgang der Empfangsantenne gemessen. Mit diesen Messdaten wurde dann unter Verwendung der Gl. 5.2.27 die Übertragungsfunktion der Gruppenantenne berechnet.

In Abb. 7.6a ist der Betrag der gemessenen Übertragungsfunktion der Gruppenantenne als Funktion der Frequenz und des Azimutalwinkels zu sehen. Zur besseren Darstellung wurde die Funktion leicht geglättet (engl. smoothing). Ein Vergleich der gemessenen Übertragungsfunktion an drei repräsentativen Frequenzpunkten mit dem Referenzstrahlungsdiagramm ist in Abb. 7.6b dargestellt. Die Kurven zeigen eine gute Übereinstimmung mit dem Referenzstrahlungsdiagramm, was für den gesamten betrachteten Frequenzbereich gilt. An wenigen Punkten wird die SLL-Marke von -10 dB leicht überschritten (um maximal $1,5$ dB), Nullstellen werden bis zu einem Niveau von maximal -20 dB wiedergegeben. Wären die FIR-Filter-Koeffizienten unter der Annahme unverkoppelter Antennenelemente berechnet worden, so läge das maximale Niveau der Nullstellen bei etwa -14 dB. Das belegt das Simulationsergebnis aus Kapitel 5.7, bei dem aufgrund von Verkopplung die Nullstellen aufgeweicht wurden.

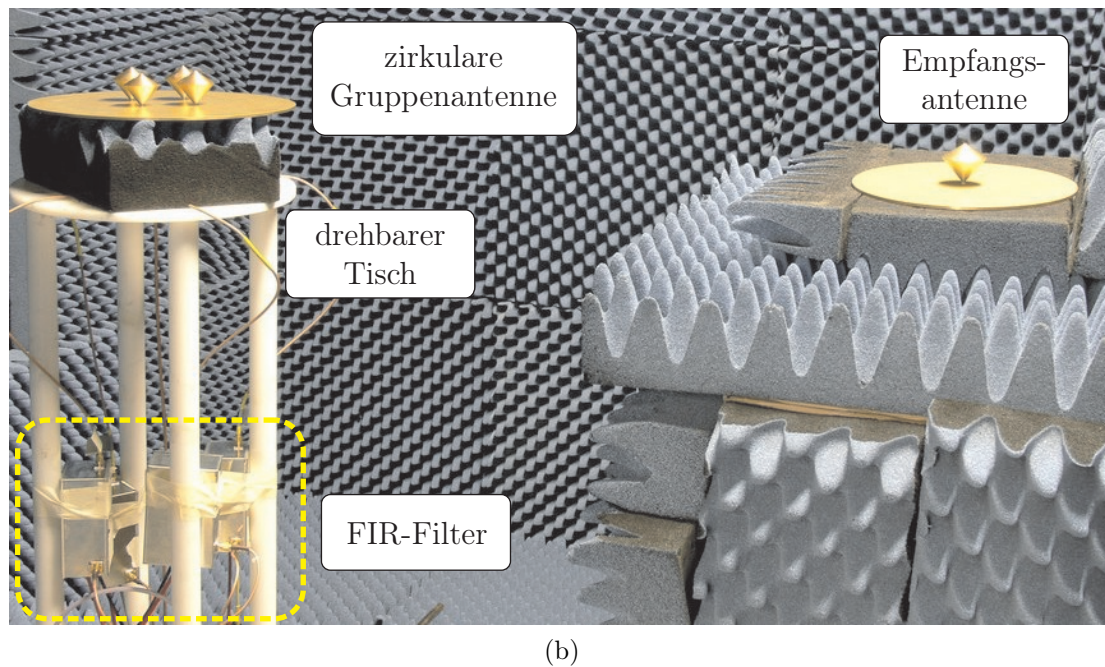
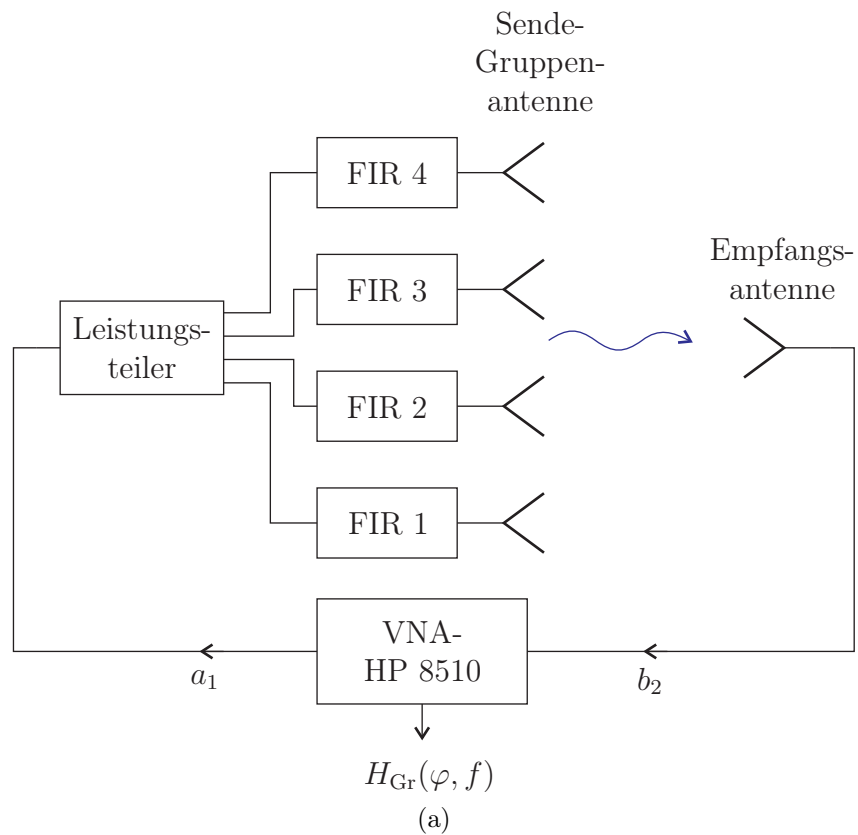


Abb. 7.5: (a) Aufbau zur Messung der Übertragungsfunktion der FIR-Filter gesteuerten Gruppenantenne. (b) Foto aus der Absorberkammer.

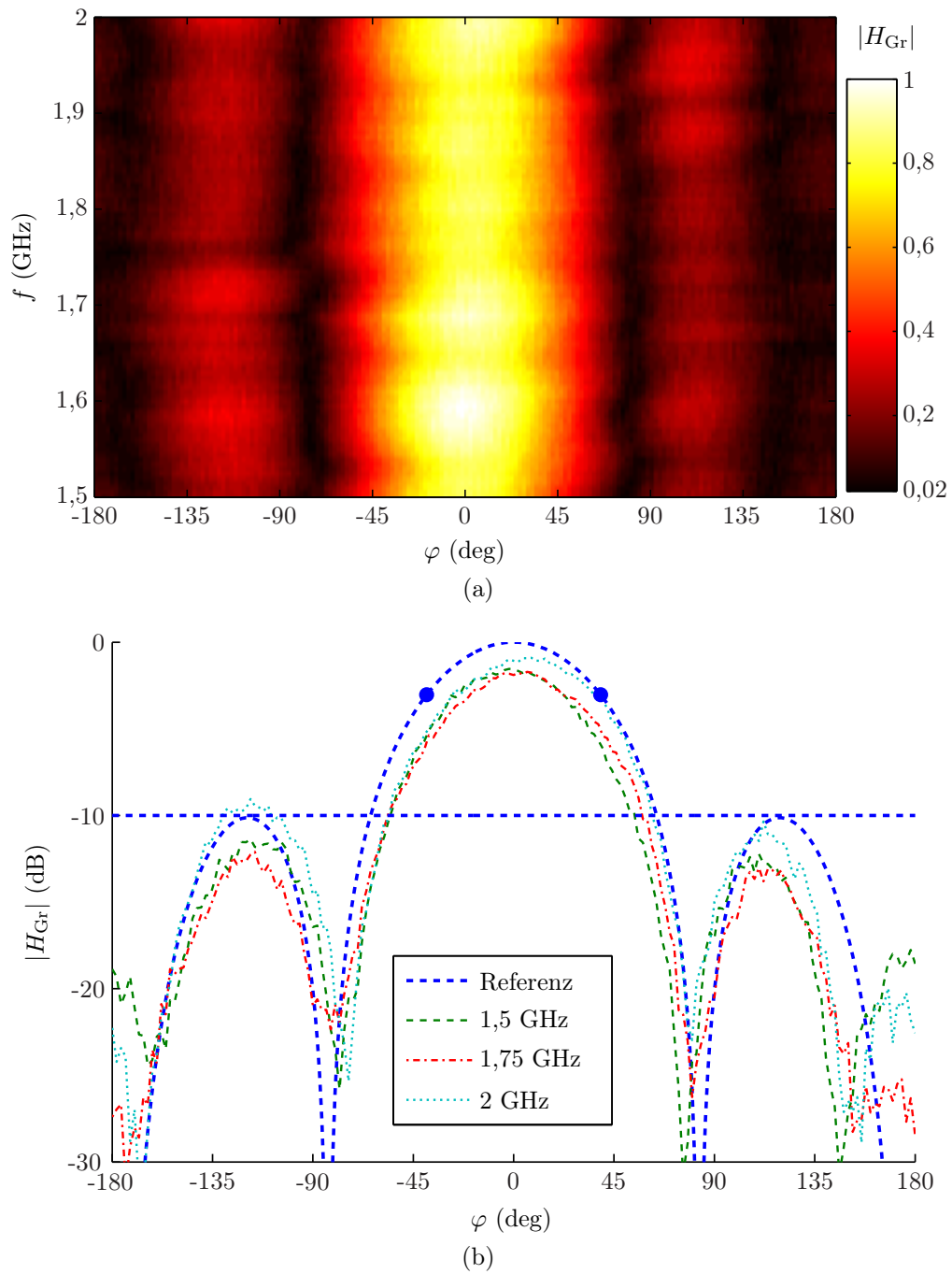


Abb. 7.6: (a) Darstellung des Betrages der gemessenen Übertragungsfunktion der Gruppenantenne als Funktion der Frequenz und des Azimutalwinkels, (b) Vergleich mit dem Referenzstrahlungsdiagramm. Der Elevationswinkel ist hier konstant $\theta_0 = 90^\circ$.

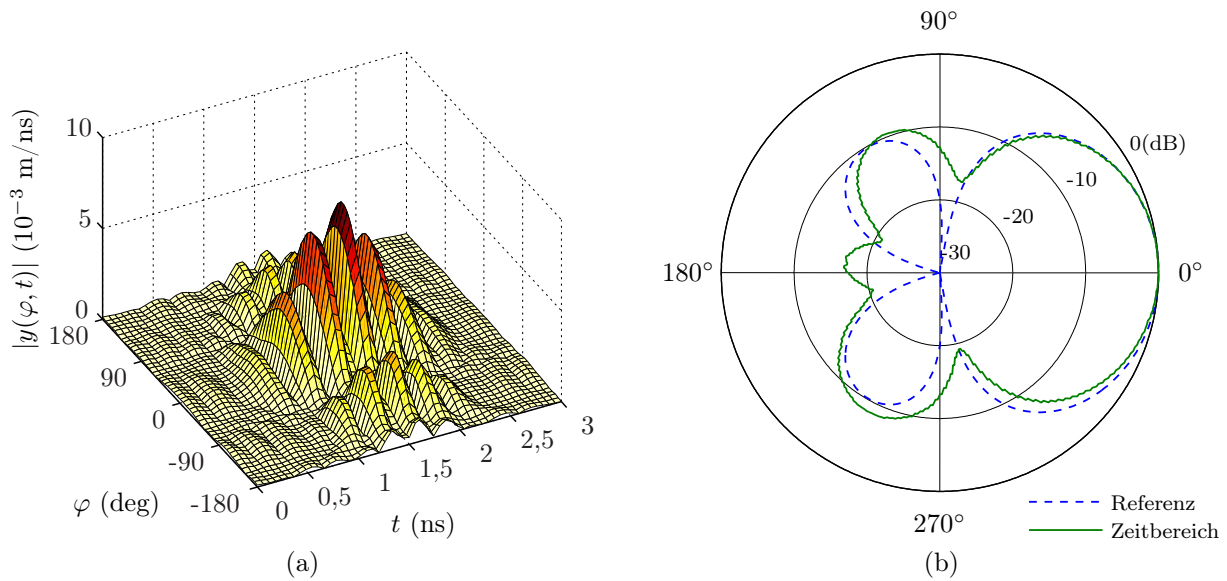


Abb. 7.7: (a) Betrag des Empfangssignals des gemessenen FIR-Filter basierten Übertragungssystems; (b) daraus abgeleitetes Zeitbereichs-Strahlungsdiagramm im Vergleich zum Referenzstrahlungsdiagramm.

Die gemessene Übertragungsfunktion in Abb. 7.6 zeigt nur den spezifizierten, eingegrenzten Frequenzbereich zwischen 1,5 GHz und 2 GHz. Außerhalb dieser Grenzen nimmt die Leistungsfähigkeit erwartungsgemäß ab, was für ein reales Übertragungssystem im Zeitbereich eine Rolle spielen kann, etwa weil das Spektrum des zu übertragenden Pulses nicht ideal bandbegrenzt ist. Deshalb wäre eine Charakterisierung des Übertragungssystems im Zeitbereich sehr aufschlussreich. Dies kann durch eine direkte Messung im Zeitbereich mittels Pulsgenerator und Oszilloskop erfolgen oder mittels IDFT der vorhandenen Ergebnisse im Frequenzbereich. Letzteres bietet sich hier an. Dazu wird das Spektrum eines zu übertragenden Pulses mit dem gemessenen Transmissionskoeffizienten aus dem experimentellen Aufbau multipliziert

$$Y(\varphi, \omega) = S_{21}(\varphi, \omega) P(\omega) \quad (7.2.1)$$

und anschließend in den Zeitbereich transformiert

$$y(\varphi, t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathcal{F}^{-1} \{ Y(\varphi, \omega) \} \right\}. \quad (7.2.2)$$

Als Sendepuls wird das Spektrum eines Gaußpulses achter Ableitung gewählt, um den engen Frequenzbereich von 500 MHz gerecht zu werden. Die Parameter werden demnach so gesetzt, dass der Hauptspektralanteil (3 dB-Frequenzgrenzen) zwischen den Frequenzen 1,5 GHz und 2,0 GHz liegt. Anders als bei der Verwendung eines Rechteckfilters werden hier auch Spektralanteile der Übertragungsfunktion außerhalb des optimalen Frequenzbereichs berücksichtigt. Messdaten lagen dazu für den Frequenzbereich von 0,5 GHz bis 3,0 GHz vor.

Das Ergebnis des so berechneten Empfangssignals als Funktion des Azimutalwinkels ist in Abb. 7.7a dargestellt. Die zeitliche Verzögerung durch die Übertragungsstrecke von ca. 3 ns wurde aus dem Ergebnis herausgerechnet. Aus diesen Daten lässt sich mithilfe von Gl. 4.2.3 ein zeitunabhängiges Strahlungsdiagramm berechnen, welches in Abb. 7.7b dargestellt und mit dem Referenzstrahlungsdiagramm verglichen wird. Die Übereinstimmung

ist hier erwartungsgemäß etwas schlechter als bei der reinen Betrachtung der Übertragungsfunktion der Gruppenantenne in Abb. 7.6. Dieses Beispiel belegt aber die Funktionsfähigkeit des experimentellen Übertragungssystems auch für Zeitbereichssignale und zeigt, abgesehen von der breiteren Pulsform und größeren Halbwertsbreite des Strahlungsdiagramms, ein ähnliches Ergebnis wie in Abb. 4.12, aus dem theoretischen Teil dieser Arbeit.

7.3 Zusammenfassung

Elektronische Strahlformung mit analogen FIR-Filtern wurde in diesem Experiment für eine Bandbreite von 500 MHz praktisch realisiert. Dazu wurde eine zirkulare Gruppenantenne mit vier Elementen aufgebaut, die jeweils mit einem fest eingestellten analogen FIR-Filter versehen waren. Ein breitbandiger Wilkinsonleistungsteiler diente zur Speisung der einzelnen Antennenelemente. Ein einfacher Messaufbau mit einem VNA lieferte die Übertragungsfunktion der Gruppenantenne. Das Ergebnis dieses Experiments zeigt, dass die FIR-Filter basierte Strahlformung technisch möglich ist und das Konzept in der Praxis besteht.

Das Ziel dieses Experiments war es zu beweisen, dass die Berechnungsgrundlage, die ja vollständig auf Simulationen beruhte, in der Praxis besteht und alle notwendigen Effekte darin berücksichtigt wurden. Des Weiteren sollte das Konzept so robust sein, dass mit einfachen Schaltungen, die kein ideales Verhalten aufweisen, die Funktionalität trotzdem erfüllt wird. Das ist mit diesem Experiment gelungen und gibt Zuversicht, dass auch Strahlungsdiagramme mit höheren Anforderungen und größerer Bandbreite mit diesem Konzept realisiert werden können. Dazu sind mindestens zwei Modifikationen an den analogen FIR-Filterschaltungen notwendig. Zum einem ist eine vollständige monolithische Integration erforderlich, um eine höhere Grenzfrequenz zu erreichen, und zum anderen sind die Schaltungen hinsichtlich der Rauschzahl zu optimieren. Dieser Punkt entscheidet letztendlich mit über die Leistungssteigerung durch Verwendung von Gruppenantennen anstatt Einzelantennen. Denn die Vorteile wie etwa die Erhöhung der Reichweite und Empfindlichkeit, die auf den Gewinn der Gruppenantenne zurückzuführen sind, kommen nur zum Tragen, wenn die Rauschzahl bzw. die Rauschtemperatur des Systems nicht zu sehr steigt.

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein Konzept zur elektronischen Strahlformung ultrabreitbandiger und pulsförmiger Signale entwickelt. Aus der Literatur infrage kommende Lösungen wurden vor dem Hintergrund der praktischen Realisierbarkeit im Mikrowellen-Frequenzbereich analysiert. Ein FIR-Filter basiertes Strahlformungsnetzwerk erwies sich als besonders vielversprechend und wurde so erweitert, dass reale Einflüsse durch die Antennenelemente berücksichtigt werden können. Berechnungsgrundlagen wurden für lineare und zirkulare Anordnungen der Antennenelemente vorgestellt. Ferner wurde ein einfaches Konzept für ein analoges, elektronisch steuerbares FIR-Filter für den Mikrowellen-Frequenzbereich entwickelt und anhand eines vierstufigen Aufbaus in hybrider MIC-Technologie experimentell überprüft. Auf dieser Basis wurde ein Echtzeit-Demonstrator, bestehend aus einer zirkularen Gruppenantenne mit vier Elementen und fest eingestellten FIR-Filtern als Strahlformungsnetzwerk aufgebaut und für den Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 2 GHz messtechnisch charakterisiert. Ein derartiges Experiment wurde im Rahmen dieser Arbeit erstmalig umgesetzt.

Es konnte gezeigt werden, dass elektronische Strahlformung für ultrabreitbandige und pulsbasierte Systeme technisch möglich ist. Mit der FIR-Filter basierten Strahlformung ist eine Strahlungsdiagrammsynthese für UWB-Systeme in ähnlicher Weise möglich, wie man es bei Schmalbandsystemen kennt. Das lässt eine Vielzahl von möglichen Anwendungen zu. Für einfache Anwendungen eignet sich auch die in einigen Publikationen beschriebene TTD-basierte Strahlformung, die aber weniger flexibel ist. Allerdings haben die Ergebnisse auch gezeigt, dass der technische Aufwand sehr hoch ist. Und das gilt sowohl für die TTD-basierte als auch für die FIR-Filter basierte Strahlformung. Denn aus technologischer Sicht sind elektronisch veränderbare Verzögerungselemente und FIR-Filter sehr ähnlich aufgebaut. Je nach Anforderung an das zu erzielende Strahlungsdiagramm und gewünschter Bandbreite sind viele Antennenelemente und eine hohe Filterordnung bzw. eine hohe Anzahl an diskreten Verzögerungsgliedern notwendig. Das führt zu einem komplexen Strahlformungsnetzwerk mit aufwendiger Schaltungstechnik, was letztendlich in der Summe mit hohen Kosten verbunden ist. Trotzdem, die vielen Publikationen belegen, dass die

UWB-Technik in vielen unterschiedlichen Anwendungsbereichen eine vielversprechende Alternative zu herkömmlichen Systemen bieten kann. Die restriktiven Vorgaben zur Umsetzung dieser Technologie allerdings erfordern eine Optimierung der Systeme nahe an der Grenze des technisch Möglichen. Und dabei spielen Gruppenantennen eine entscheidende Rolle hinsichtlich Systemempfindlichkeit, Effizienz und Reichweite. Ein entscheidender Faktor ist letztendlich, inwieweit sich die Schaltungen für das Strahlformungsnetzwerk in Zukunft monolithisch integriert als Massensware und daher kostengünstig fertigen lassen. Nur dann ist der Einsatz von Gruppenantennen bei UWB-Systemen für den stark unter Kosten- und Konkurrenzdruck stehenden Massenmarkt von Kommunikationssystemen geeignet. Ganz anders sieht es für bestimmte Nischenprodukte mit hohen Anforderungen aus. Bei medizinischen Anwendungen gibt es bereits die Kombination aus UWB-Technik und Gruppenantennen. Und auch in militärischen Bereichen spielt oft die Funktionalität eines Systems eine größere Rolle als der technische Aufwand und die damit verbundenen Kosten.

Ausblick

Das Konzept der FIR-Filter basierten Strahlformung kann weiter optimiert werden, mit dem Ziel Antennenelemente einzusparen und die Filterordnung zu reduzieren. Wie Abb. 5.12a zeigt, liegen die Hauptkoeffizienten der FIR-Filtermatrix auf einer Geraden, deren Achse in Abhängigkeit des Strahlungswinkels φ_0 zur vertikalen Achse gedreht ist. Die Beträge der anderen Koeffizienten liegen in der Nähe von Null, sodass bei dessen Vernachlässigung, die Matrix als schwach besetzt bezeichnet werden kann. Eine Verbesserung kann dadurch erreicht werden, indem eine grobe Ausrichtung der Achse durch vorgeschaltete Verzögerungselemente vorgenommen wird. Im Optimalfall würde erreicht werden, dass die Achse der FIR-Filterkoeffizienten parallel zur vertikalen Achse ausgerichtet ist, was eine deutliche Verkleinerung der Filterordnung nach sich zieht. Außerdem könnte über alternative Möglichkeiten der Anordnung der FIR-Filter im Strahlformungsnetzwerk (z. B. seriell anstatt parallel) nachgedacht werden. Ferner könnte die Summation der einzelnen Signalzweige der Gruppenantenne anders erfolgen, etwa in Untergruppen und differentiell, alles mit dem Ziel, Elemente und Filterordnung einzusparen.

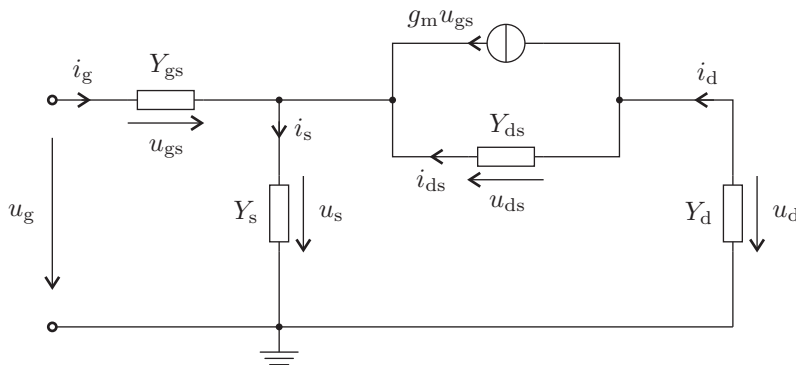
Die experimentelle Demonstration der FIR-Filter basierten Strahlformung sollte als Nächstes für den originalen UWB-Frequenzbereich erfolgen. Dazu sollte das gesamte Strahlformungsnetzwerk aus analogen FIR-Filtern und Leistungsteiler monolithisch integriert in CMOS-Technologie realisiert werden. Die notwendigen Konzepte und Funktionseinheiten dazu sind aus Publikationen bekannt und können evtl. mit einigen Modifikationen angewandt werden. Erforderlich sind auch weitere Untersuchungen bzgl. der notwendigen Toleranzempfindlichkeit der FIR-Filter.

Das Strahlformungsnetzwerk muss hinsichtlich der Rauschzahl erheblich optimiert werden. Denn der effektive Gewinn durch eine aktive Gruppenantenne und die damit erwartete Steigerung der Systemempfindlichkeit kommen nur dann zum Tragen, wenn gleichzeitig die Rauschleistung nicht zu stark ansteigt. In diesem Rahmen sind auch Untersuchungen hinsichtlich der notwendigen Systemempfindlichkeit anzustellen.

Verfahren zur Kalibrierung und Ansteuerung der FIR-Filter könnten weiter entwickelt werden. Interessant wäre hier auch eine Kalibrierung der Filter und der Gruppenantenne im laufenden Betrieb, etwa um auf neue Gegebenheiten (z. B. andere Antennenelemente mit veränderter Charakteristik) zu reagieren. Ferner wäre eine adaptive Ansteuerung der Gruppenantenne ideal, z. B. um die Hauptkeule automatisch einem sich bewegenden Ziel nachzustellen (Zielverfolgung) oder um dynamische Störer auszublenden.

Mathematische Grundlagen zum Phasensplitter

A.1 Spannungsverstärkungen



$$Y_{gs} = \left(R_i - j \frac{1}{\omega C_{gs}} \right)^{-1}$$

$$Y_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega C_{ds}$$

$$u_{gs} \approx u_{C_{gs}}$$

Abb. A.1: Ersatzschaltbild des Phasensplitters (aus Abb. 6.3).

Im Folgenden werden die Ausdrücke für die Spannungsverstärkungen $v_{u,d} = u_d/u_g$ und $v_{u,s} = u_s/u_g$ für das Kleinsignalersatzschaltbild in Abb. A.1 hergeleitet. Es gilt die Annahme, dass die Spannung u_{gs} zwischen dem Gate- und Sourcekontakt gleich der Spannung $u_{C_{gs}}$ ist, gemessen an der Gate-Source Kapazität. Diese Approximation ist gültig, solange die Bedingung

$$R_i \ll \frac{1}{\omega C_{gs}}$$

erfüllt ist.

Es gelten die Maschengleichungen

$$u_g = u_{gs} + u_s \quad (\text{A.1.1})$$

und

$$u_d = u_s + u_{ds} \quad (\text{A.1.2})$$

Für die Ströme gilt

$$i_s = i_g + i_d \quad (\text{A.1.3})$$

und

$$i_d = g_m u_{gs} + i_{ds} \quad (\text{A.1.4})$$

Aus Gl. A.1.4 und Gl. A.1.2 folgt

$$i_{ds} = Y_{ds} u_{ds} \stackrel{\text{A.1.2}}{=} Y_{ds} (u_d - u_s) = -Y_{ds} \left(\frac{i_d}{Y_d} + \frac{i_s}{Y_s} \right) \quad (\text{A.1.5})$$

Gl. A.1.3 in Gl. A.1.5 eingesetzt ergibt

$$i_{ds} = -\frac{Y_{ds}}{Y_d Y_s} \left(Y_d i_g + (Y_s + Y_d) i_d \right) \quad (\text{A.1.6})$$

Einsetzen der Gl. A.1.6 in Gl. A.1.4 ergibt

$$i_d = g_m u_{gs} - \frac{Y_{ds}}{Y_d Y_s} \left(Y_d i_g + (Y_s + Y_d) i_d \right)$$

Auflösen nach i_d ergibt

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{Y_d (g_m Y_s - Y_{ds} Y_{gs})}{Y_d Y_s + Y_{ds} (Y_s + Y_d)} u_{gs} \\ &= A_1 Y_d u_{gs} \quad \text{mit} \quad A_1 = \frac{g_m Y_s - Y_{ds} Y_{gs}}{Y_d Y_s + Y_{ds} (Y_s + Y_d)} \end{aligned} \quad (\text{A.1.7})$$

Ausgehend von Gl. A.1.1 lässt sich u_{gs} ausdrücken als

$$u_{gs} = u_g - u_s = u_g - \frac{i_s}{Y_s} = u_g - \frac{i_g + i_d}{Y_s} = u_g - \frac{Y_{gs}}{Y_s} u_{gs} + \frac{Y_d}{Y_s} u_d$$

Auflösen nach u_{gs} ergibt

$$u_{gs} = \frac{Y_s}{Y_s + Y_{gs}} u_g + \frac{Y_d}{Y_s + Y_{gs}} u_d \quad (\text{A.1.8})$$

Gl. A.1.8 in Gl. A.1.7 eingesetzt ergibt

$$i_d = \frac{Y_s Y_d}{Y_s + Y_{gs}} A_1 u_g + \frac{Y_d^2}{Y_s + Y_{gs}} A_1 u_d \stackrel{!}{=} -Y_d u_d$$

Auflösen nach u_d ergibt

$$u_d = -\frac{A_1 Y_s}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} u_g$$

Damit lässt sich die Spannungsverstärkung ausdrücken als

$$v_{u,d} = \frac{u_d}{u_g} = -\frac{A_1 Y_s}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} \quad (\text{A.1.9})$$

Ausgehend von Gl. A.1.3 lässt sich der Strom i_s darstellen als

$$i_s = i_g + i_d = (Y_{gs} + A_1 Y_d) u_{gs} \stackrel{\text{A.1.1}}{=} (Y_{gs} + A_1 Y_d)(u_g - u_s) \stackrel{!}{=} Y_s u_s$$

Auflösen nach u_s ergibt

$$u_s = \frac{A_1 Y_d + Y_{gs}}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} u_g$$

Womit sich die Spannungsverstärkung ausdrücken lässt als

$$v_{u,s} = \frac{u_s}{u_g} = \frac{A_1 Y_d + Y_{gs}}{A_1 Y_d + Y_s + Y_{gs}} \quad (\text{A.1.10})$$

A.2 Eingangsadmittanz

Die Eingangsadmittanz des Phasensplitters ist definiert als

$$Y_{\text{ein}} = \frac{i_g}{u_g}$$

Aus Gl. A.1.3 folgt für den Strom i_g

$$\begin{aligned} i_g &= i_s - i_d \\ &\stackrel{\text{A.1.4}}{=} Y_s u_s - (i_{ds} + g_m u_{gs}) \stackrel{\text{A.1.1}}{=} Y_s u_g - (Y_s + g_m) u_{gs} - i_{ds} \\ &= Y_s u_g - \frac{Y_s + g_m}{Y_{gs}} i_g - i_{ds} \quad \text{mit} \quad u_{gs} = \frac{i_g}{Y_{gs}} \end{aligned} \quad (\text{A.2.1})$$

Berechnung von i_{ds}

Aus Gl. A.1.5 folgt

$$\begin{aligned} i_{ds} &= -Y_{ds} \left(\frac{i_d}{Y_d} + \frac{i_s}{Y_s} \right) \stackrel{\text{A.1.3}}{=} -Y_{ds} \left(\frac{i_d}{Y_d} + \frac{i_d}{Y_s} + \frac{i_g}{Y_s} \right) = -Y_{ds} \frac{Y_s + Y_d}{Y_s Y_d} i_d - \frac{Y_{ds}}{Y_s} i_g \\ &\stackrel{\text{A.1.4}}{=} -Y_{ds} \frac{Y_s + Y_d}{Y_s Y_d} i_{ds} - Y_{ds} \frac{Y_s + Y_d}{Y_s Y_d} \frac{g_m}{Y_{gs}} i_g - \frac{Y_{ds}}{Y_s} i_g \end{aligned}$$

Auflösen nach i_{ds} führt zu folgendem Ausdruck:

$$i_{ds} = -\frac{Y_{ds}}{Y_{gs}} A_2 i_g \quad \text{mit} \quad A_2 = \frac{g_m(Y_s + Y_d) + Y_{gs} Y_d}{Y_s Y_d + Y_{ds}(Y_s + Y_d)} \quad (\text{A.2.2})$$

Einsetzen in Gl. A.2.1 ergibt:

$$i_g = Y_s u_g - \frac{Y_s + g_m}{Y_{gs}} i_g + \frac{Y_{ds}}{Y_{gs}} A_2 i_g$$

Auflösen nach i_g und teilen durch u_g liefert den Ausdruck für die Eingangsadmittanz

$$Y_{\text{ein}} = \frac{i_g}{u_g} = \frac{Y_s Y_{gs}}{Y_{gs} - Y_{ds} A_2 + Y_s + g_m} \quad (\text{A.2.3})$$

Literatur

- ABS⁺05** ALLEN, Ben ; BROWN, Tony ; SCHWIEGER, Katja ; ZIMMERMANN, Ernesto ; MALIK, Wasim ; EDWARDS, David ; OUVRY, Laurent ; OPPERMAN, Ian: Ultra wideband: Applications, technology and future perspectives. In: *International Workshop On Convergent Technologies (IWCT)*, 2005
- ABSJR04** ATTIYA, A.M. ; BAYRAM, A. ; SAFAAI-JAZI, A. ; RIAD, S.M.: UWB applications for through-wall detection. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE* Bd. 3, 2004, S. 3079–3082
- ADO⁺07** ALLEN, B. (Hrsg.) ; DOHLER, M. (Hrsg.) ; OKON, E.E. (Hrsg.) ; MALIK, W.Q. (Hrsg.) ; BROWN, A.K. (Hrsg.) ; EDWARDS, D.J. (Hrsg.): *Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar, and imaging*. John Wiley & Sons, Ltd, 2007
- AG05** ALLEN, Ben ; GHAVAMI, Mohammad: *Adaptive array systems - fundamentals and applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2005
- AGG04** ALLEN, B. ; GHORASHI, S.A. ; GHAVARM, M.: A review of pulse design for impulse radio. In: *Ultra Wideband Communications Technologies and System Design, IEE Seminar on*, 2004, S. 93–97
- AHK⁺02** AZADET, K. ; HARATSCH, E.F. ; KIM, H. ; SAIBI, F. ; SAUNDERS, J.H. ; SHAFFER, M. ; SONG, L. ; YU, Meng-Lin: Equalization and FEC techniques for optical transceivers. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 37 (2002), Mar., Nr. 3, S. 317–327
- Amt07** AMTSBLATT DER EUROPÄISCHEN UNION L 55/33: *Entscheidung der Kommission vom 21. Februar 2007 über die Gestattung der harmonisierten Funkfrequenznutzung für Ultrabreitbandgeräte in der Gemeinschaft (2007/131/EG)*. 23. Februar 2007
- Bal05** BALANIS, Constantine A.: *Antenna theory - analysis and design*. 3rd. John Wiley & Sons, Inc., 2005

- BH04** BUCKWALTER, J. ; HAJIMIRI, A.: An active analog delay and the delay reference loop. In: *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. Digest of Papers, IEEE*, 2004, S. 17–20
- BLHVV03** BOND, E.J. ; LI, Xu ; HAGNESS, S.C. ; VAN VEEN, B.D.: Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 51 (2003), Aug., Nr. 8, S. 1690–1705
- BNLC05** BLAZQUEZ, R. ; NEWASKAR, P.P. ; LEE, F.S. ; CHANDRAKASAN, A.P.: A baseband processor for impulse ultra-wideband communications. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 40 (2005), Sept., Nr. 9, S. 1821–1828
- Bra06** BRATCHIKOV, A. N.: Photonic beamforming in ultra-wideband phased antenna arrays: present state and perspectives. In: *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, The Third International Conference*. Sevastopol, Ukraine, 18-22 September 2006, S. 59–164
- Bun08** BUNDESNETZAGENTUR: *Allgemeinzuteilung der Frequenzen 30 MHz bis 10,6 GHz für die Nutzung durch Anwendungen geringer Leistung der Ultra-Wideband (UWB) Technologie*. <http://www.bundesnetzagentur.de/media/archive/12424.pdf>. Version: Jan. 2008
- BV04** BOYD, Stephen ; VANDENBERGHE, Lieven: *Convex optimization*. Cambridge University Press, 2004
- CH05** COLSON, S. ; HOFF, H.: Ultra-wideband technology for defence applications. In: *Ultra-Wideband (ICU), IEEE International Conference on*, 2005, S. 615–620
- Che07** CHEN, Zhi N. (Hrsg.): *Antennas for portable devices*. John Wiley & Sons, Inc., 2007
- CIW06** CHONG, Chia-Chin ; INAMURA, H. ; WATANABE, F.: Potential of UWB technology for the next generation wireless communications. In: *Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE Ninth International Symposium on*, 2006, S. 422–429
- CLU99** CONROY, J. T. ; LOCICERO, J. L. ; UCCI, D. R.: Communication techniques using monopulse waveforms. In: *Military Communications Conference Proceedings (MILCOM), IEEE Bd. 2*, 1999, S. 1181–1185
- CLY⁺06** CHIA, Michael Yan-Wah ; LIM, Teck-Hwee ; YIN, Jee-Khoi ; CHEE, Piew-Yong ; LEONG, Siew-Weng ; SIM, Chan-Kuen: Electronic beam-steering design for UWB phased array. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 54 (2006), June, Nr. 6, S. 2431–2438
- CM06** CIATTAGLIA, Matteo ; MARROCCO, Gaetano: Investigation on antenna coupling in pulsed arrays. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 54 (2006), March, Nr. 3, S. 835–843
- Coo03** COOPER, Martin: Antennas get smart. In: *Scientific American Magazine* (2003), July, S. 48–55

- CYH02** CHEN, J.C. ; YAO, Kung ; HUDSON, R.E.: Source localization and beamforming. In: *Signal Processing Magazine, IEEE* 19 (2002), March, Nr. 2, S. 30–39
- Der96** DERNERYD, A.G.: Compensation of mutual coupling effects in array antennas. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S Digest* Bd. 2, 1996, S. 1122–1125
- DHR03** DO-HONG, Tuan ; RUSSER, Peter: Spatial signal processing for wideband beamforming. In: *Proceedings of XII International Symposium on Theoretical Electrical Engineering (ISTET 2003)*, 2003, S. 73–76
- DHR04** DO-HONG, Tuan ; RUSSER, Peter: Signal processing for wideband smart antenna array applications. In: *Microwave Magazine, IEEE* (2004), March, S. 57–67
- DiD02** DiDOMENICO, Leo D.: A comparison of time versus frequency domain antenna patterns. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 50 (2002), Nov., Nr. 11, S. 1560–1566
- DKM⁺06** DI BENEDETTO, Maria-Gabriella (Hrsg.) ; KAISER, Thomas (Hrsg.) ; MOLISCH, Andreas F. (Hrsg.) ; OPPERMANN, Ian (Hrsg.) ; POLITANO, Christian (Hrsg.) ; PORCINO, Domenico (Hrsg.): *UWB communication systems - A comprehensive overview*. Bd. 5. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, 2006
- DPG⁺98** DRABOWITCH, S. ; PAPIERNIK, A. ; GRIFFITHS, H. ; ENCINAS, J. ; SMITH, B. L.: *Modern antennas*. Chapman & Hall, 1998
- Fed02** FEDERAL COMMUNICATION COMMISSION: Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems / ET Docket 98-153, FCC 02-48. 2002. – First Report and Order
- FK00** FORCELLINI, S. ; KOHNO, R.: Frequency invariant beamformer using a single set of IIR filter coefficients and multirate techniques. In: *Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE Sixth International Symposium on* Bd. 2, 2000, S. 575–579
- FME97** FRANKEL, M.Y. ; MATTHEWS, P.J. ; ESMAN, R.D.: Fiber-optic true time steering of an ultrawide-band receive array. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 45 (1997), Aug., Nr. 8, S. 1522–1526
- Foe03** FOERSTER, Jeff: Channel modeling sub-committee report final. Version: Feb. 2003. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/>. 2003. – IEEE document no. 802.15-02/490r1-SG3a
- GDT⁺06** GHOSH, D. ; DE, A. ; TAYLOR, M.C. ; SARKAR, T.K. ; WICKS, M.C. ; MOKOLE, E.L.: Transmission and reception by ultra-wideband (UWB) antennas. In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 48 (2006), Oct., Nr. 5, S. 67–99
- Gha02** GHAVAMI, Mohammad: Wideband smart antenna theory using rectangular array structures. In: *Signal Processing, IEEE Transactions on* 50 (2002), Sept., Nr. 9, S. 2143–2151

- GJE⁺04** GRESHAM, I. ; JENKINS, A. ; EGRI, R. ; ESWARAPPA, C. ; KINAYMAN, N. ; JAIN, N. ; ANDERSON, R. ; KOLAK, F. ; WOHLERT, R. ; BAWELL, S.P. ; BENNETT, J. ; LANTERI, J.-P.: Ultra-wideband radar sensors for short-range vehicular applications. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 52 (2004), Sept., Nr. 9, S. 2105–2122
- GK00** GHAVAMI, Mohammad ; KOHNO, Ryuji: Recursive fan filters for a broadband partially adaptive antenna. In: *Communications, IEEE Transactions on* 48 (2000), February, Nr. 2, S. 185–188
- GMK04** GHAVAMI, Mohammad ; MICHAEL, Lachlan B. ; KOHNO, Ryuji: *Ultra Wideband - Signals and systems in communication engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2004
- God97a** GODARA, Lal C.: Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations. In: *Proceedings of the IEEE* 85 (1997), Aug., Nr. 8, S. 1195–1245
- God97b** GODARA, Lal C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations. In: *Proceedings of the IEEE* 85 (1997), July, Nr. 7, S. 1031–1060
- GTB⁺05** GEZICI, Sinan ; TIAN, Zhi ; BIANNAKIS, Georgios B. ; KOBAYASHI, Hisashi ; MOLISCH, Andreas F. ; POOR, H. V. ; SAHINOGLU, Zafer: Localization via ultra-wideband radios. In: *Signal Processing Magazine, IEEE* 22 (2005), July, Nr. 4, S. 70–84
- HAHO89** HUSSAIN, Malek G. M. ; AL-HALAB, Maha M. M. ; OMAR, Amjad A.: Antenna patterns of nonsinusoidal waves with the time variation of a gaussian pulse - Part III. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions On* 31 (1989), S. 34–47
- Han98** HANSEN, Robert C.: *Phased Array Antennas*. John Wiley & Sons, Inc., 1998 (Wiley series in microwave and optical engineering)
- HB04** HOSSA, R. ; BIALKOWSKI, M.: Mutual coupling compensation in narrow-band small linear-antenna arrays. In: *Microwave and Optical Technology Letters* 40 (2004), Nr. 5, S. 391–396
- HJ80** HAMMERSTAD, E. ; JENSEN, O.: Accurate models for microstrip computer-aided design. In: *Microwave Symposium Digest, MTT-S International* Bd. 80, 1980, S. 407–409
- Här07** HÄRING, Lars: *Synchronisation in Mehrnutzer-OFDM-Systemen*, Fachgebiet Nachrichtentechnische Systeme in der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der Universität Duisburg-Essen, Dissertation, April 2007
- Hus88** HUSSAIN, M.G.M.: Antenna patterns of nonsinusoidal waves with the time variation of a gaussian pulse - Part II. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 30 (1988), Nov., Nr. 4, S. 513–522
- Hus02** HUSSAIN, M.G.M.: Principles of space-time array processing for ultrawideband impulse radar and radio communications. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 51 (2002), May, Nr. 3, S. 393–403

- HV04** HAZNECI, Altan ; VOINIGESCU, Sorin P.: A 49-Gb/s, 7-tap transversal filter in 0.18 μm SiGe BiCMOS for backplane equalization. In: *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, IEEE* (2004), S. 101–104
- IB04** IOANNIDES, P. ; BALANIS, C.A.: Wideband beamforming using circular arrays. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE* Bd. 3, 2004, S. 2627–2630
- IB05** IOANNIDES, P. ; BALANIS, C.A.: Uniform circular arrays for smart antennas. In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 47 (2005), Aug., Nr. 4, S. 192–206
- IEE04** IEEE P802.15-03/268R3: *Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a*. March 2004
- Int05a** INTEL: Ultra-wideband (UWB) technology - Enabling high-speed wireless personal area networks / Intel. Version: 2005. <http://www.intel.com/technology/comms/usb/download/Ultra-Wideband.pdf>. 2005. – White paper
- Int05b** INTEL: Wireless USB - The first high-speed personal wireless interconnect / Intel. Version: 2005. <http://www.intel.com/technology/comms/wusb/download/wirelessUSB.pdf>. 2005. – White paper
- JN07** JONES, Natalie ; NEINHÜS, Markus: *FIR-filter controlled circular antenna array for ultra-wideband applications - an experimental proof of concept*, Fachgebiet Hochfrequenztechnik in der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der Universität Duisburg-Essen, Technischer Bericht, July 2007
- Kai04** KAISER, T.: On UWB beamforming. In: *Advances in Radio Sciences* (2004), S. 163–167
- KBB⁺05** KAISER, Thomas (Hrsg.) ; BOURDOUX, André (Hrsg.) ; BOCHE, Holger (Hrsg.) ; FONOLLOSA, Javier R. (Hrsg.) ; ANDERSEN, Jørgen B. (Hrsg.) ; UTSCHICK, Wolfgang (Hrsg.): *Smart antennas - state of the art*. Hindawi Publishing Corporation, 2005 (EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications)
- KC05** KOTYRBA, G. ; CHALOUPKA, H.J.: On signal distortion in compact UWB arrays due to element interaction. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE* Bd. 1A, 2005, S. 614–617
- Kle06** KLEMM, Maciej: *Small UWB antennas for wireless body area networks*, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Diss., 2006
- KLI06** KIM, Kang-Sik ; LIU, Jie ; INSANA, Michael F.: Efficient array beam forming by spatial filtering for ultrasound B-mode imaging. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 120 (2006), August, Nr. 2, S. 852–861
- Kra97** KRAUS, John D.: *Antennas*. 2nd ed. Tata McGraw-Hill, 1997
- Kra00** KRAFT, Ulrich R.: Gain and G/T of multielement receive antennas with active beamforming networks. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 48 (2000), Dec., Nr. 12, S. 1818–1829

- KS93** KELLEY, D.F. ; STUTZMAN, W.L.: Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 41 (1993), Dec., Nr. 12, S. 1625–1632
- KSTF03** KUHN, W.A. ; SIEPRATH, W. ; TIMMONERI, L. ; FARINA, A.: Phased array radar systems in support of the medium extended air defense system (MEADS). In: *Phased Array Systems and Technology, IEEE International Symposium on*, 2003, S. 94–100
- Lee93** LEE, J. J.: G/T and noise figure of active array antennas. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 41 (1993), Feb., Nr. 2, S. 241–244
- LL96** LITVA, John ; LO, Titus Kwok-Yeung: *Digital beamforming in wireless communications*. Artech House, 1996
- LW04** LIU, Wei ; WEISS, S.: New class of broadband arrays with frequency invariant beam patterns. In: *Acoustics, Speech, and Signal Processing, Proceedings (ICASSP), IEEE International Conference on* Bd. 2, 2004, S. 185–188
- LY04** LIUQING YANG, Georgios G.: Ultra Wide-Band communications. In: *Signal Processing Magazine, IEEE* (2004), S. 26–54
- Ma74** MA, Mark T.: *Theory and application of antenna arrays*. John Wiley & Sons, Inc., 1974
- MBH⁺05** MAENG, Moonkyun ; BIEN, F. ; HUR, Y. ; KIM, Hyoungsoo ; CHANDRAMOULI, S. ; GEBARA, E. ; LASKAR, J.: 0.18- μm CMOS equalization techniques for 10-Gb/s fiber optical communication links. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 53 (2005), Nov., Nr. 11, S. 3509–3519
- Met06** METZGER, Christoph: *WLAN IEEE 802.11g/n*. 2006. – Hauptseminar Drahtlose Netzwerke, Technische Universität München
- MFKW06** MAURER, J. ; FÜGEN, T. ; KNÖRZER, S. ; WIESBECK, W.: A ray-optical approach to model the inter-vehicle transmission channel. In: *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications* 60 (2006), May/June, Nr. 5-6, S. 95–98
- MFP03** MOLISCH, A.F. ; FOERSTER, J.R. ; PENDERGRASS, M.: Channel models for ultrawideband personal area networks. In: *Wireless Communications, IEEE* 10 (2003), Dec., Nr. 6, S. 14–21
- Mic01** MICROWAVE ENGINEERING (Hrsg.): *The 2000 CAD Benchmark*. Microwave Engineering, July 2001
- Mil05** MILLIGAN, Thomas A.: *Modern antenna design*. 2nd edition. John Wiley & Sons, Inc., 2005
- MS05** MIN, Wang ; SHUNJUN, Wu: A time domain beamforming method of UWB pulse array. In: *Radar Conference, IEEE International*, 2005, S. 697–702
- NEHH⁺06** NEINHÜS, Markus ; EL-HADITY, Mohammed ; HELD, Sebastian ; KAISER, Thomas ; SOLBACH, Klaus: An ultra wideband linear array beamforming concept considering antenna and channel effects. In: *European Conference on Antennas and Propagation*. Nice, France, Nov. 2006

- NHS07** NEINHÜS, Markus ; HELD, Sebastian ; SOLBACH, Klaus: FIR-filter based equalization of ultra wideband mutual coupling on linear antenna arrays. In: *2nd International ITG Conference on Antennas*. Munich, Germany, March 2007
- OHI04** OPPERMAN, Ian ; HÄMÄLÄINEN, Matti ; IINATTI, Jari: *UWB Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2004
- Orf04** ORFANIDIS, Sophocles J.: *Electromagnetic waves and antennas*. <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>. Version: 2004. – ECE Department, Rutgers University
- Poz05** POZAR, David M.: *Microwave Engineering*. 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005
- Ree05** REED, Jeffrey H. (Hrsg.): *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice Hall, 2005 (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies)
- RK05** RIES, Sigmar ; KAISER, Thomas: Ultra wideband impulse beamforming: it's a different world. In: *Signal Processing* 86 (2005), Feb., S. 2198–2207
- RKNH06** RODERICK, J. ; KRISHNASWAMY, H. ; NEWTON, K. ; HASHEMI, H.: Silicon-based ultra-wideband beam-forming. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 41 (2006), Aug., Nr. 8, S. 1726–1739
- Sch03** SCHANTZ, H.G.: Introduction to ultra-wideband antennas. In: *Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE Conference on*, 2003, S. 1–9
- Scz07** SCZYSLO, Sebastian: *Implementierung eines UWB-Lokalisierungsalgorithmus in C++ und Matlab sowie Erprobung und Analyse der Leistungsfähigkeit*, Fachgebiet Hochfrequenztechnik in der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der Universität Duisburg-Essen, Diplomarbeit, August 2007
- SFY07** SOLBACH, K ; FAMDIE, C T. ; YAZDANBAKHS, P: Mutual coupling and chassis-mode coupling in small phased array on a small ground plane. In: *European Conference on Antennas and Propagation*. Edinburgh, UK, Nov. 2007
- Sha07** SHALABY, Mohammed: *Circular antenna array beamforming for ultra wideband short pulse applications*, University of Duisburg-Essen, Faculty of Engineering, Department of Hochfrequenztechnik, Bachelor Thesis, April 2007
- SHK97** SHLIVINSKI, Amir ; HEYMAN, Ehud ; KASTNER, Raphael: Antenna characterization in the time domain. In: *Antennas Propagation, IEEE Transactions on* 45 (1997), July, Nr. 7, S. 1140–1149
- SK00** SEKIGUCHI, Takashi ; KARASAWA, Yoshio: Wideband beamspace adaptive array utilizing FIR fan filters for multibeam forming. In: *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]* 48 (2000), Jan., Nr. 1, S. 277–284
- Sko90** SKOLNIK, Merrill I.: *Radar Handbook*. 2nd ed. McGraw-Hill, 1990

- Sör07** SÖRGEL, Werner: *Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik*, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH), Dissertation, Mai 2007
- ST98** STUTZMAN, Warren L. ; THIELE, Gary A.: *Antenna Theory and Design*. John Wiley & sons Inc, 1998
- ST03** SABERINIA, E. ; TEWFIK, A.H.: Pulsed and non-pulsed OFDM ultra wideband wireless personal area networks. In: *Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE Conference on*, 2003, S. 275–279
- Sta07** STANDARD ECMA-368 2ND EDITION: *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*. December 2007
- SV87** SALEH, A. ; VALENZUELA, R.: A statistical model for indoor multipath propagation. In: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 5 (1987), Feb., Nr. 2, S. 128–137
- SW05** SÖRGEL, Werner ; WIESBECK, Werner: Influence of the antennas on the ultra-wideband transmission. In: *EURASIP Journal on Applied Signal Processing* 3 (2005), S. 296–305
- TK03** TANIGUCHI, T. ; KOBAYASHI, T.: An omnidirectional and low-VSWR antenna for the FCC-approved UWB frequency band. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE Bd. 3*, 2003, S. 460–463
- TL06** TELZHENSKY, N. ; LEVIATAN, Y.: Planar differential elliptical UWB antenna optimization. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 54 (2006), Nov., Nr. 11, S. 3400–3406
- TS02** TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Aufl. Springer, 2002
- VAFS05** VAHIDFAR, M.B. ; AHRNADI, A.F. ; FARDIS, M. ; SHOAEE, O.: A low power analog feed forward equalizer for gigabit Ethernet. In: *Circuits and Systems, 48th Midwest Symposium on* Bd. 2, 2005, S. 1354–1357
- Van02** VAN TREES, Harry L.: *Optimum array processing - part IV of detection, estimation and modulation theory*. John Wiley & Sons, Inc., 2002
- Vis05** VISSER, Hubregt J.: *Array and phased array antenna basics*. John Wiley & Sons, Inc., 2005
- WK05** WANG, G. ; KONG, W.: Angle-dependent pulse distortion in UWB radiation and its impact on UWB impulse communications. In: *Electronics Letters* 41 (2005), Dec., Nr. 25, S. 1360–1362
- WKC05** WU, Xuan H. ; KISHK, Ahmed A. ; CHEN, Zhi N.: A linear antenna array for UWB applications. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE Bd. 1A*, 2005, S. 594–597
- WS04** WIESBECK, W. ; SÖRGEL, W.: Wideband antenna characteristics for UWB radio systems. In: *Proceedings URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*. Pisa, Italy, March 2004, S. 852–854

- WTP⁺03** WU, Hui ; TIerno, J.A. ; PEPELJUGOSKI, P. ; SCHAUB, J. ; GOWDA, S. ; KASH, J.A. ; HAJIMIRI, A.: Integrated transversal equalizers in high-speed fiber-optic systems. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 38 (2003), Dec, Nr. 12, S. 2131–2137
- ZW06** ZHU, Yunliang ; WU, Hui: Integrated distributed transversal filters for pulse shaping and interference suppression in UWB impulse radios. In: *Ultra-Wideband, IEEE International Conference on*, 2006, S. 563–568